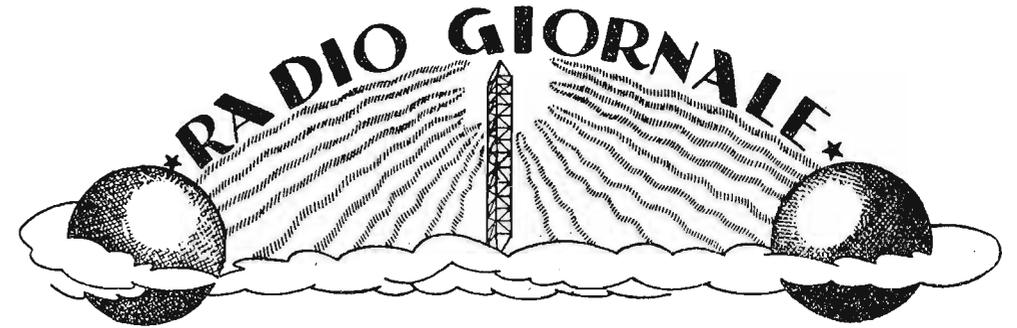
il radio giornale

Organo Ufficiale della ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIAN

ANNO XXIV - N. 1 GENNAIO-FEBBRAIO 1946 PREZZO L. 5

Spedizione in abbonamento postale Gruppo III

(fondato nel 1923)

ORGANO UFFICIALE DELLA ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA

Viale Bianca Maria, 24 - MILANO
Direttore: Ing. ERNESTO MONTÙ
Comitato di Redazione: dott. G. de Colle, dr. ing. L. Dobner, dr. ing. L. Pallavicino, dr. ing. E. Severini
ABBONAMENTO ANNUO (6 NUMERI) L. 250 - UN NUMERO L. 50
È gradita la collaborazione dei Soci - Gli articoli di interesse generale accettati dalla Redazione sono compensati - Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano l'A.R.I. - I manoscritti non si restituiscono.

SOMMARIO

La ripresa della A. R. I. . . . . Pag. 1
Propagazione sui 5 metri . . . . „ 5
P. L. BARGELLINI: Alcuni aspetti della moderna radiotecnica americana . . . . „ 10
L. DOBNER: Note sul progetto di un XMTR radiantistico „ 19
Varie . . . . „ 29

la ripresa della A. R. I.

Dopo i gravi e decisivi eventi intercorsi tra la sospensione della nostra attività nel 1943 e l'attuale ripresa riteniamo opportuno riassumere la nostra attività passata e presente e gettare le basi di un programma avvenire.

Oggi, tra tanto fiorire di iniziative, alcune delle quali certamente destinate a breve vita appunto perchè in soprannumero, sarà bene rammentare che la nostra Associazione data dal 1927, anno in cui fu creata dalla fusione della A.D.R.I. e del Radio Club Nazionale Italiano, società che a loro volta contavano già diversi anni di vita. Sarà sempre titolo di vanto per la A.R.I. il fatto di avere avuto Guglielmo Marconi come primo Presidente Onorario. Data inoltre da oltre quindici anni il riconoscimento della A.R.I. come Sezione Italiana della I.A.R.U. (International Amateur Radio Union, Hartford, Conn. S. U.A.).

Sono note a tutti quelli che militano nel mondo della Radio le dure e ostinate lotte sostenute dalla A.R.I. col Governo fascista per ottenere il riconoscimento dei diritti acquisiti dai radianti in campo internazionale: purtroppo la concezione grettamente nazionalistica che stava alla base del fascismo rese vani tutti i nostri sforzi, e i radianti, invece di vedere apprezzato il loro modesto e disinteressato lavoro, si videro trattati come reprobi cui venivano sequestrate le stazioni e inflitte multe e pene detentive.

Ma a parte questa attività la A.R.I. ne svolse molte altre, tra cui importantissima la promozione della I^a Mostra Nazionale della Radio che ebbe in seguito carattere permanente. Questa iniziativa venne poi strappata con metodo prettamente fascista alla A.R.I. la quale, ai gerarchi che allora reggevano il Gruppo Costruttori Radio, poteva solo contrapporre il proprio non-tesserato Presidente: fu quindi d'uopo chinare il capo e rassegnarsi.

Altra importante iniziativa fu quella della compilazione dello schedario bibliografico,

della biblioteca (oggi forse la più completa in Italia), dello schedario brevetti (passato poi al Gruppo Costruttori Radio dove non ne esiste più traccia).

Ma per quanto notevoli fossero le benemerenze già acquisite dalla A.R.I., ben più cospicui furono i suoi meriti nella fase culminante della liberazione del nostro Paese grazie al coraggio e all'abilità di parecchi tra i Suoi Soci ed è questa attività che noi intendiamo qui esaltare e additare non solo a tutti gli Italiani, ma ai cari OM della I.A.R.U. perchè sappiano che la A.R.I. e gli Arini hanno ben meritato ancora una volta dell'onore di rappresentare la I.A.R.U. in questo Paese.

Ricordiamo anzitutto con vera commozione ben quattro Scomparsi per la Causa della Libertà:

Alfeo Brandimarte
Carlo Leone Mendel
Luigi Morandi
Leone Parzianello

L'ing. Brandimarte, maggiore delle Armi Navali, operò a fianco delle organizzazioni del Generale Bodi, arrestato dietro denuncia di una spia, venne rinchiuso nelle carceri di via Tasso a Roma. Cacciato su un automezzo all'avvicinarsi degli Alleati a Roma, venne barbaramente trucidato nella località La Storta il 3 Giugno 1944.

Carlo Leone Mendel dopo l'8 Settembre 1943 entrava in contatto con elementi di formazioni partigiane per fornire loro mezzi di telecomunicazioni. In seguito a perquisizione veniva arrestato il 28 Ottobre 1943 con un gruppo di patrioti. Per rappresaglia per l'uccisione di Resega veniva fucilato il 19 Dicembre 1943 assieme ad altri sette martiri.

Luigi Morandi (1OK) (Firenze), attivo organizzatore dei servizi radio del P.D.A. in periodo clandestino, fu ucciso dai Tedeschi nel 1944 perchè sorpreso ad operare in Firenze una radiostazione partigiana.

Leone Parzianello (IVV) (Treviso), contratta una grave malattia sul fronte russo, fece poi parte della VI Brigata Girardini, finchè gli strapazzi peggiorarono il suo stato sino a causarne la morte.

Hanno inoltre preso parte alla lotta partigiana:

Bandini (Parma) che collaborò attivamente costruendo radiotrasmettitori e svolgendo attivissima opera di informazione.

Il dott. Oscar Buglia-Gianfigli che ha costruito e condotto per circa un anno un trasmettitore per conto del C.L.N. in località Cassano-Spinola (Alessandria) e che fu poi arrestato dalle S.S. e trattenuto in carcere per quattro mesi a Genova, fino all'epoca della liberazione.

Giorgio Caffa che ha diretto in zona partigiana del Cuneense i servizi radio dei patrioti per un anno.

Aldo Cattadori che costruì e operò una stazione O.C. nel Piacentino collaborando attivamente con le forze partigiane.

Sergio Consolaro (C.V.) che ha costruito stazioni O.C. per i partigiani del Varesotto. Arrestato e torturato fu rinchiuso al 3° raggio di S. Vittore ove restò due mesi; inviato in Germania riuscì a fuggire una prima volta durante il viaggio. Ripreso riusciva a fuggire una seconda volta ritornando ai monti.

Antonio Danti (Firenze) che dall'Ottobre 1943 al Febbraio 1944 fu sulle Alpi Apuane nella banda Bandelloni del P.C.I.

Leandro Dobner (Bobi) che ha costruito stazioni O.C. per il collegamento dei partigiani.

Enrico Garbari che ha partecipato alla lotta contro i nazisti e ha subito quasi due anni di campo di concentramento.

Alberto Gaudenzi (1OU) (Padova) che ha partecipato alla formazione di una squadra appartenente alla Brigata Sabbatucci, effettuando radiocollegamenti per conto del C.L.N. di Padova con gli Alleati, arrestato poi nella primavera 1945 in Val Sugana deve la sua liberazione alla fine della guerra.

Walter Horn (Trieste) che per aver diretto un movimento insurrezionale giuliano da cui originò l'E.C.I.A.C., fu arrestato e deferito al Tribunale Speciale, internato ad Aquila, inviato ad una compagnia di disciplina in Grecia da cui evase per arruolarsi nell'Ellas, poi catturato dai Tedeschi nel 1944 e internato nel KZ-Lager Mauthausen.

Marco Maello che collaborò alla costruzione ed esercizio di un trasmettitore clandestino a servizio del C.L.N. di Genova.

Guido Palmieri che lavorò insieme a Maello nella stessa stazione.

Amedeo Pinceti che ha costruito e condotto un trasmettitore clandestino al servizio del C.L.N. di Genova.

Paolo Padovani che fece funzionare una radiostazione clandestina a Roma per i collegamenti col Sud e con le bande del Lazio.

Luigi Rosanelli (Onig) che si serviva di un radiotrasmettitore per il collegamento con gli Alleati.

Cesare Rossi che costruì e condusse una radio clandestina al servizio del C.L.N. di Genova.

Franco Simonini che ha operato un trasmettitore O.C. per la Brigata Garibaldina B 37 nella zona di Apuania partecipando in seguito alla lotta di liberazione per oltre un anno.

Paolo Soldi (Padova) che partecipò alla lotta di liberazione nel campo radio.

Questo elenco non è certamente completo perchè purtroppo molte nostre circolari, per disguido o per trasloco dei destinatari, non sono giunte a destinazione. Esso sta però a indicare il contributo dato dai nostri aderenti alla causa della Libertà.

* * *

Questo è il passato. Vediamo ora che cosa ha fatto la A.R.I. in questi ultimi mesi che preludono alla sua ripresa ufficiale.

Anzitutto abbiamo ristabiliti i nostri rapporti con la I.A.R.U. la quale in una sua cordiale risposta ci comunica:

Grazie della Vostra lettera del 20 Giugno. Siamo lieti di avere nuovamente vostre notizie. Siamo con voi nella speranza che i privilegi radiantistici vengano ben presto ripristinati.

Abbiamo poi naturalmente preso subito contatto col Ministero delle Poste e Telecomunicazioni ove le nostre aspirazioni furono premurosamente prese in considerazione specialmente da parte del dr. Mario Fano, Sottosegretario di Stato che, scrivendo al nostro Presidente, si è tra l'altro così espresso:

"Sono anch'io del parere che non appena normalizzata la situazione, le giuste aspirazioni dei radioamatori potranno e dovranno essere soddisfatte".

In seguito S. E. Fano ha chiesto alla Presidenza uno schema di regolamento per le concessioni delle licenze; esso è stato compilato sulla falsariga di quello americano, tenendo naturalmente presente che là le licenze ammontano alla bella cifra di oltre 50.000. Questo abbozzo di regolamento è stato prima sottoposto alla critica degli Arini milanesi e romani.

Riteniamo dunque che, col benevolo appoggio delle nostre Autorità e con il concorso della I.A.R.U., che può ora avere maggior peso, l'annosa questione del radiantismo debba finalmente trovare la sua logica e giusta soluzione.

Veniamo ora alla importante questione delle sedi centrale e regionali. Come è noto la A.R.I. non ha sinora avuta sede propria, ciò che si spiega col piccolo numero di aderenti (200-300) dovuto all'azione coercitiva e ostile del governo fascista.

Siamo lieti di annunciare che, anche prima che la A.R.I. abbia raggiunto lo sviluppo che consentirà di avere una sede propria, questo problema avrà una soddisfacente soluzione grazie alla cordiale ospitalità della Associazione Elettrotecnica Italiana (AEI) con la quale è stato stipulato il seguente accordo:

1. *I Soci delle Sezioni della ARI saranno invitati alle conferenze di carattere radiotecnico indette dalle corrispondenti sezioni della AEI.*

Analogamente i Soci della AEI iscritti al Settore Comunicazioni e, nel caso che questo non fosse ancora costituito, tutti i Soci della Sezione della AEI saranno invitati alle conferenze indette dalla ARI.

L'ARI prenderà accordi con le singole Presidenze delle Sezioni della AEI in merito alle modalità da seguire per questi reciproci inviti.

2. *Le riunioni di carattere interno della ARI potranno essere tenute nelle sedi delle Sezioni della AEI, previa intesa, volta per volta, con le Presidenze di Sezione della AEI.*

3. Per l'utilizzazione delle sedi della AEI. l'ARI si accorderà con le Presidenze di Sezione AEI per eventuali compensi a rimborso spese.

4. La Rivista «L'Elettrotecnica» e le altre pubblicazioni della AEI non vengono inviate ai Soci della ARI. Reciprocamente la Rivista « IL RadioGiornale » non viene inviata ai Soci della AEI. Gli accordi riguardanti lo scambio e gli abbonamenti per le corrispondenti riviste fra le due Associazioni saranno oggetto di ulteriori trattative ed eventuali nuove intese.

5. Per la gestione della propria biblioteca che la ARI vorrebbe affidare alla Sezione di Milano della AEI, la ARI prenderà con la Presidenza della Sezione di Milano della AEI gli accordi del caso.

Sintende che la ARI mantiene la sua piena individualità e che, disponendo in un avvenire vicino o lontano di sedi proprie, essa potrà sempre sistemarsi come meglio parrà opportuno.

* * *

Veniamo ora al nostro programma per il futuro. Esso discende direttamente da tutta la nostra attività passata, quindi sviluppo del radiantismo inteso come scuola e preparazione dei futuri radiotecnici e come affratellamento tra gli studiosi in campo nazionale e internazionale.

Noi riteniamo che i nostri radianti, specialmente in questo periodo di attesa della regolamentazione del radiantismo, dovranno piuttosto orientarsi verso le onde ultracorte che tante possibilità offrono allo studioso e al ricercatore. Da un articolo contenuto in questo numero appare chiaramente che p. es. le onde di 5 metri possono servire, se abilmente sfruttate, anche a comunicazioni a grandissima distanza; esse si prestano poi egregiamente per esperimenti sulla modulazione di frequenza.

Abbiamo pertanto chiesto al Ministero competente che, in attesa della concessione di regolari licenze, venga consentita una certa attività sui 5 e sugli 80 metri.

Circa il carattere della nostra Rivista sono pervenuti molti suggerimenti e anche critiche. Per ciò che riguarda la veste, i nostri Soci debbono considerare gli attuali costi della carta e della mano d'opera e le nostre scarse disponibilità. Una rivista indipendente come la nostra con scarso contributo pubblicitario da parte delle Ditte (che invece non lo lesinano a riviste che non hanno certo la nostra anzianità e i nostri meriti) non può fare miracoli, e fare il passo più lungo della gamba significherebbe andare incontro a gravi difficoltà finanziarie. Si contentino dunque i nostri Soci di avere una rivista densa di contenuto ma modesta di veste e contribuiscano piuttosto con la loro propaganda ad aumentare il numero dei Soci e con la loro collaborazione a potenziare la rivista. Quando i nostri Soci si conteranno a migliaia invece che a centinaia saremo certamente in grado di far meglio anche mantenendo entro limiti ragionevoli la quota di associazione.

Una questione che ci sta molto a cuore è la costituzione di Sezioni provinciali: il nostro Statuto prevede in proposito che occorre un minimo di 15 Soci. In questi pochi mesi sono già state costituite le Sezioni di Roma, Firenze, Trieste, Milano, Bergamo, Piacenza, Trento, Bolzano. Sono in via di costituzione numerose altre Sezioni. Ove questa iniziativa non è ancora stata presa, pensino i vecchi Soci a riunirsi e a seguire l'esempio.

Ogni sezione eleggerà un Presidente e un Segretario. Le elezioni dovranno effettuarsi mediante votazione segreta.

Rammentiamo infine ai nostri Soci che per ovvie ragioni non possiamo rispondere singolarmente a tutti i quesiti di indole generale che ci pervengono. Le novità di comune interesse verranno comunicate periodicamente a mezzo di questo nostro notiziario e mediante invio di circolari ai Sigg. Delegati e Presidenti di Sezione.

Propagazione sui 5 metri

E' noto che la propagazione su 5 metri presenta notevoli irregolarità oltre la portata ottica. Vi sono talvolta periodi, generalmente brevi, di ottima propagazione oltre detta portata; bisogna però poterli prevedere onde essere in grado di approfittarne.

Si possono classificare i collegamenti su 5 metri nel modo seguente:

1) Collegamenti locali sino a 100 km circa con piccola potenza e per posizioni normali del trasmettitore e del ricevitore.

2) Portate di 90 ÷ 700 km; rifrazione da raggi nella troposfera inferiore. La rifrazione avviene vicino alla superficie della terra ed in modo quasi continuo sull'intero percorso.

3) Portate eccezionali a salto (cioè con zona morta interposta tra trasmettitore e posto di ricezione) di 700 ÷ 2200 km dovute alla rifrazione su uno sporadico strato E della ionosfera. Lo spazio in cui avviene detta rifrazione trovasi al basso della ionosfera ed è di dimensioni molto limitate.

4) Portate a salto eccezionali dovute a riflessione diffusa da zone ad alta concentrazione di ionizzazione nelle regioni polari che si formano durante i disturbi della ionosfera.

5) Portate a salto eccezionalissime sino a 4500 km dovute allo stato F della ionosfera; questo fenomeno sembra dovuto alla fortissima ionizzazione di questo strato durante i massimi di attività delle macchie solari.

L'importanza della conoscenza di questi fenomeni deriva dal fatto che, mentre per i collegamenti normali (gruppo 1) serve qualunque tipo di apparecchiatura senza alcuna speciale nozione dei fenomeni di propagazione, per gli altri è necessario adattare l'apparecchiatura disponibile in modo da sfruttare appieno le eccezionali condizioni esistenti.

Piegatura nella troposfera

P. es. il secondo gruppo, cioè quello in cui i collegamenti a grande distanza sono resi possibili grazie alla rifrazione nella troposfera inferiore, richiede la comprensione dei fenomeni e una apparecchiatura adatta.

La piegatura del percorso delle radioonde, come è noto, è dovuta al fatto che la loro velocità varia nei differenti mezzi attraverso i quali passano. Quindi perchè un fronte d'onda diretto verso lo spazio venga piegato verso terra è necessario che nello spazio vi sia un agente che aumenti la velocità di propagazione man mano che il fronte d'onda si sposta verso l'alto. Questa condizione è generalmente soddisfatta per le frequenze medie e alte della Radio a causa degli strati ionizzati che costituiscono la ionosfera. Questi gradienti di ionizzazione sono però raramente in grado di piegare le onde ultracorte in modo che queste facciano ritorno a terra, però è noto che ciò avviene eccezionalmente. Dopo aver accenato al principio su cui si basa la piegatura dei percorsi delle radioonde, vogliamo però occuparci solo della rifrazione nella troposfera.

Nella troposfera si nota che la velocità del margine superiore di un fronte d'onda

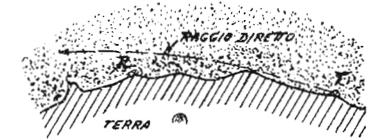



Fig. 1-a - Condizioni atmosferiche normali: la temperatura decresce con l'altezza.

Fig. 1-b - Inversione di temperatura.
N. B. - La densità dei puntini è proporzionale alla temperatura.

aumenta se l'onda si propaga in una regione in cui la pressione diminuisce con l'altezza (come avviene generalmente), oppure in una regione in cui la temperatura aumenta con l'altezza, oppure ancora in una regione in cui il contenuto di vapore acqueo diminuisce costantemente. Tutte e tre queste condizioni producono un gradiente negativo nell'indice di rifrazione della atmosfera, il che comporta un aumento nella ve-

locità di propagazione. In buone condizioni meteorologiche normali la prima e la terza delle condizioni suddette si verificano nella troposfera; per quanto riguarda la seconda si ha generalmente lo stato di cose opposto, cioè la temperatura diminuisce rapidamente con l'altezza sul suolo. Da questa situazione risulta generalmente, in condizioni normali, una leggera piegatura del percorso per i 5 metri in una traiettoria avente un raggio di curvatura di circa 4 volte il raggio della terra, il che spiega i collegamenti a distanze alquanto superiori alla portata ottica.

Questa situazione nella troposfera è però soggetta a variazioni. P. es. dopo una bella giornata di sole la temperatura alla superficie della terra comincia a raffreddarsi ed è possibile che nelle prime ore della notte si abbia un gradiente che dà un aumento continuo della temperatura per i primi 500 metri sul suolo, ciò che chiameremo brevemente *inversione di temperatura*. A partire da questo momento sono realizzate tutte le condizioni suaccennate perchè avvenga una più forte piegatura delle onde ultra-corte.

Però questa piegatura è ancora piccola rispetto a quella che si verifica quando masse di aria tropicale si scontrano con masse di aria polare: in tal caso si hanno strati d'aria a temperatura molto differente e nei punti di contatto si possono avere, sino ad altezze di 3000 metri, fortissimi gradienti positivi verso l'alto che possono produrre una fortissima piegatura dei percorsi su 5 metri, cui corrisponde la ricezione di segnali intensi molto oltre la portata ottica. Quest'ultimo stato di cose è generalmente caratterizzato dalla formazione subitanea di nubi là dove le correnti di aria polare e tropicale si scontrano e ne conseguono precipitazioni.

Naturalmente le tre condizioni suddette possono dar luogo a numerose altre combinazioni che possono creare situazioni speciali e anche inaspettate che si rivelano con la variazione delle portate e dell'intensità dei segnali.

Alla scoperta di questo stato di cose hanno contribuito le osservazioni seguenti:

1) I collegamenti su distanze pari a molte volte la portata ottica si mantengono talvolta costanti e forti per molte ore, mentre talvolta sono soggetti a variazioni lente ma violenti o sono totalmente impossibili. I segnali più forti si hanno al mattino, i più deboli durante il giorno.

2) Gli affievolimenti sono molto più lenti di quelli che si verificano su frequenze minori.

Sarebbe difficile spiegare questo stato di cose con la diffrazione sulle asperità del terreno interposto, perchè con ciò non si spiegherebbero le variazioni nell'intensità dei segnali.

Per questa propagazione sono necessari un fascio ristretto emesso sotto un piccolo angolo e un radioricevitore sensibile. La polarizzazione dell'antenna deve essere la stessa di quella impiegata all'altro lato del collegamento; la scelta della polarizzazione dipende dalla quantità di rifrazione presente e dalla distanza del collegamento. Va data la preferenza alla polarizzazione verticale poichè questa sembra subire una maggiore rifrazione per qualsiasi condizione della troposfera. Se però la rifrazione è eccezionalmente forte, si possono raggiungere maggiori distanze servendosi di polarizzazione orizzontale.

In questo tipo di propagazione la rifrazione, benchè molto più marcata di quella normalmente presente, è sempre piccola in confronto a quella che si verifica nella ionosfera a frequenze più basse. Quindi ha grande importanza l'altezza delle stazioni trasmittenti e riceventi come nel caso di collegamenti a portata ottica. Per questo tipo di propagazione sarà quindi sempre da preferirsi una posizione dominante, p. es. su una collina che sovrasti il territorio circostante.

Piegatura dovuta all'aurora boreale

I collegamenti del quarto gruppo sono anche detti del tipo aurora perchè hanno luogo in periodi in cui si nota il fenomeno dell'aurora boreale. Poichè questo fenomeno si verifica soltanto nelle regioni polari, tutti i segnali debbono essere diretti al o provenire dal Nord. Le onde non seguono un percorso di rifrazione, ma di debole riflessione da una cortina verticale di ionizzazione turbulenta che per la durata del

fenomeno, sommerge gli strati della ionosfera. Questa cortina è molto instabile e si verificano notevoli differenze nell'assorbimento e nella dissipazione alle diverse frequenze del segnale: ne risulta una grande con-

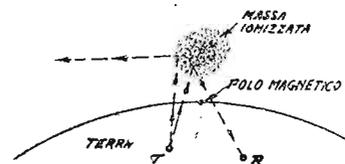



Fig. 2 - Percorsi possibili dovuti a riflessione da una massa ionizzata vicina al polo magnetico.

fusione nei segnali modulati e la necessità di servirsi solo di segnali telegrafici.

Questo fenomeno viene notato solo superiormente ai 35° di latitudine.

Collegamenti a salto dovuti allo strato E

I collegamenti a salto del terzo gruppo presentano notevoli stranezze. Cominciando dal caso più semplice passeremo a studiare i casi più complicati nei quali intervengono fenomeni di rifrazione, influenze della troposfera e rifrazioni multiple dalla ionosfera.

I segnali su 5 metri non vengono mai riflessi o rifratti dallo strato normale di Kennelly-Heaviside, ma solo da piccoli nuclei di ionizzazione anormale. La energia, che è causa principale di questa ionizzazione sporadica, sembra provenire in massima parte dal sole e, anzichè essere di grandezza costante, sembra arrivare a ondate. Dopo che questa energia è stata assorbita dallo strato E, essa si propaga in forma di disturbo nello strato stesso con velocità pressochè costante ma cambiando continuamente direzione. Tale cambiamento si verifica in media, rispetto alla terra, dall'ovest all'est, cosicchè ne restano facilitati i collegamenti verso est.

Lo strato E sporadico è di limitate dimensioni, quindi può essere considerato come una massa a tre dimensioni. Gli strati E e F normali sono continui e non hanno perciò margini, quindi tutte le radioonde debbono penetrare questi strati dal basso. Viceversa i percorsi sui 5 metri possono penetrare nella massa dello strato E sporadico tanto da un margine come dal basso o da un lato, immaginando che detta massa abbia un po' la forma di un parallelepipedo allungato, molto irregolare e senza angoli acuti. Poichè, tranne ad angoli molto piccoli, la riflessione è piccolissima, è lecito supporre che la discontinuità formata dalla massa sia molto imperfetta, benchè il grado di variazione di densità debba necessariamente essere di ordine elevato per ottenere la rifrazione necessaria al ritorno delle onde di 5 metri a terra.

Immaginando di avere a che fare con una massa a tre dimensioni e applicando le leggi della rifrazione si possono ottenere interessanti deduzioni per l'interpretazione della propagazione a grande distanza su 5 metri. La fig. 3 mostra un percorso A riflesso dal basso della massa ionizzata per effetto di qualche possibile discontinuità esistente. L'angolo di incidenza uguaglia l'angolo di riflessione e, presupponendo che l'altezza

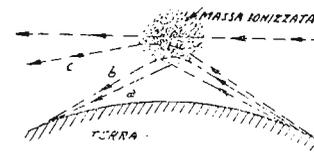



Fig. 3 - Percorsi dovuti a riflessione o rifrazione in una massa ionizzata.

della massa sulla terra sia di circa 130 km, si deduce per un raggio tangenziale alla terra un angolo minimo di circa 10°.

Il percorso B penetra nella massa e viene piegato nella discontinuità, rifratto per effetto di una qualsiasi variazione di densità nella massa e nuovamente piegato uscendo dalla massa. Questo rappresenta il percorso normale.

Il percorso C penetra nello spigolo della massa e viene rifratto nello stesso modo di B.

Un percorso D che penetri nella massa esattamente attraverso un piano non viene piegato, ma questo percorso non è evidentemente possibile per provenienza dalla terra.

La rifrazione unica è la più semplice e la più comune nei DX su 5 metri. In questo caso la piegatura avviene in una pic-

cola nube o massa di ionizzazione intensissima che si trova all'incirca a metà tra le località di trasmissione e di ricezione.

Bisogna però tener presenti le limitazioni nella distanza; infatti la massima distanza sul gran circolo, sulla quale un segnale di 5 metri può propagarsi, è determinata dalla tangente alla terra dallo strato riflettente e quindi dall'altezza di questo ma, a causa dell'assorbimento, questa distanza non supera generalmente i 2000 km. La minima distanza sul gran circolo è determinata dalla densità di ionizzazione e può essere teoricamente nulla per la pura riflessione. La eliminazione della zona di silenzio richiederebbe una enorme ionizzazione e non è probabilmente possibile, ma è bene rammentare che non vi è un minimo definito per il raggio massimo della zona di silenzio. La più piccola distanza registrata sul gran circolo per un salto semplice è di circa 800 km; essa si è verificata durante i forti massimi di ionizzazione verificatisi anni or sono. Per segnali provenienti da 1400 km o meno si parla di *salto breve*, per quelli da 1400 ÷ 2200 km di *salto lungo*.

La fig. 4 mostra alcuni semplici percorsi dell'onda di 5 metri. Chiamiamo *piano di propagazione* il piano contenente il posto di trasmissione, la massa ionizzata e il posto di ricezione. Nel caso più semplice questo piano è perpendicilare alla superficie della terra.

La densità e la dimensione della massa ionizzata determinano le aree di trasmissione e di ricezione. Al crescere della densità di ionizzazione della massa il salto sul gran circolo diminuisce a causa della maggior piegatura. In fig. 4 la massa ionizzata piega appena il segnale trasmesso T_1 tanto da ritornarlo a terra in R_1; quindi T_1 R_1 è la massima distanza possibile. Al crescere della piegatura i segnali di T_1 possono essere

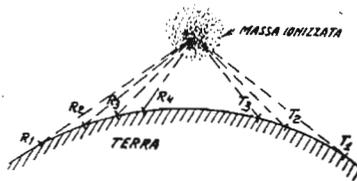



Fig. 4 - Vari percorsi possibili per differenti densità di ionizzazione della massa.

ricevuti in R_2 e i segnali di T_2 possono ora essere ricevuti anche in R_1. Al crescere della ionizzazione i segnali da T_1 vengono ricevuti a distanze ancora minori mentre quelli da T_2 vengono ricevuti anche in R_2 e R_3. Per una ionizzazione intensissima i segnali di T_3 possono infine essere ricevuti anche in R_4, ciò che rappresenta il minimo salto possibile. La distanza può anche variare con l'altezza della massa ionizzata, praticamente la massima variazione dovuta a questa cuasa può ammontare a 350 ÷ 700 km.

La massa ionizzata non si trova sempre a metà strada tra i posti di trasmissione e

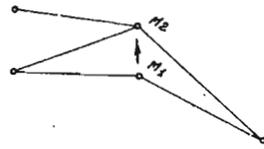



Fig. 5 Effetto dello spostamento della massa ionizzata rispetto al posto di trasmissione.

ricezione T_1 e R_1, come è indicato a fig. 4. P. es., quando al crescere della densità di ionizzazione, i segnali di T_1 vengono ricevuti in R_2, la massa ionizzata non trovasi più a metà tra i posti T_1 e R_2. Ma, oltre a ciò, la massa ionizzata può spostarsi sul gran circolo rispetto alla normale alla terra, il che fa variare la pendenza del piano di propagazione. La fig. 5 mostra p. es. un percorso proveniente da T_1, piegato dalla massa ionizzata in M_1 e ricevuto in R_1. Se la massa ionizzata si sposta da M_1 a M_2, la stessa piegatura porta il segnale a R_2 e, perchè esso possa ancora raggiungere R_1, occorre ora una maggior piegatura. Quindi la pendenza del piano di propagazione cambia colla posizione della massa ionizzata e dipende pure dalle posizioni relative dei posti di trasmissione e di ricezione.

Per comprendere questi fenomeni i percorsi vanno rappresentati in tre dimensioni, poichè le onde possono penetrare tanto gli spigoli come il basso della massa ionizzata. Quando il piano di propagazione da normale alla terra diventa inclinato, sono possibili molti nuovi percorsi dell'onda. La figura 6-a rappresenta la veduta di lato in direzione TR del salto e le linee rappresen-

tano vari possibili piani di propagazione. Il piano *a* è normale alla superficie della terra; questa posizione corrisponde alla massima distanza senza il concorso di altra influen-

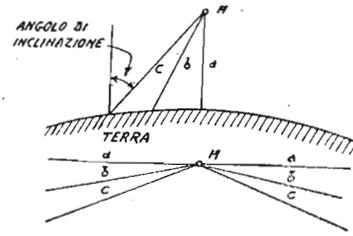



Fig. 6 - Veduta in elevazione e in pianta dei percorsi per varie posizioni della massa ionizzata.

za. Se la massa ionizzata si sposta a lato il piano diventa inclinato, come vedesi in 6-b e il punto in cui il percorso ritorna tangenzialmente a terra si avvicina al posto di trasmissione per cui la distanza sul gran circolo risulta ridotta. In pratica risulta che l'angolo di inclinazione del piano rispetto a terra, formato dal piano e dalla normale alla terra, non deve superare i 35° circa.

La fig. 6-b mostra la veduta in pianta da cui risulta che la componente di piegatura orizzontale deve aumentare al crescere dell'angolo di inclinazione del piano di propagazione.

Molto importante per questo studio è l'angolo di radiazione che dipende dalla distanza sul gran circolo tra posto di trasmissione e massa ionizzata. Se quest'ultima dista di oltre 1000 km, l'angolo di radiazione deve essere ovviamente piccolo per tutti i collegamenti, indipendentemente dall'angolo di inclinazione del piano di propagazione. L'esperienza fatta in materia di 5 metri mostra che l'angolo di radiazione non supera i 30° circa per un salto dovuto a una sola rifrazione. La determinazione di questo angolo non è facile poichè per determinarlo non basta variare l'inclinazione di una antenna a fascio; infatti le caratteristiche di propagazione dell'antenna vengono così influenzate dall'altezza, dalle condizioni del suolo, dall'adattamento di impedenza, dalla polarizzazione, ecc. che la sua misura è difficilisima.

(Continua)

Le nuove assegnazioni di frequenza per il radiantismo negli S. U. A.

La Federal Communications Commission (F.C.C.) ha definitivamente assegnate le seguenti frequenze per il traffico radiantistico negli S.U.A.:

28-29,7 mc	pari	all'onda		di	1071 - 1010	cm
44-48 opp. 50-54 opp. 56-60 mc	»	»	»	»	600-556	»
144-148 mc	»	»	»	»	208,3-202,7	»
220-225 »	»	»	»	»	136,4-133,3	»
420-450 »	»	»	»	»	71,43-70,59	»
1145-1245 »	»	»	»	»	26,20-24,10	»
2300-2450 »	»	»	»	»	13,04-12,24	»
5250-5650 »	»	»	»	»	5,714-5,310	»
10000-10500 »	»	»	»	»	3,000-2,857	»
21000-22000 »	»	»	»	»	1,429-1,364	»

La F.C.C. ha inoltre proposte le assegnazioni seguenti per il traffico radiantistico negli S.U.A.:

3500-4000	kc
7000-7300	»
14000-14400	»
21000-21500	»

Viene naturalmente fatto rilevare che queste assegnazioni potranno ancora subire modifiche in seguito alle deliberazioni prese in sede di Conferenze Internazionali per l'assegnazione delle frequenze.

Alcuni aspetti della moderna radiotecnica americana

(Conferenza tenuta alle Sezioni di Firenze, e per la Sezione fiorentina dell'A.R.I., e di Bologna dell'Associazione Elettrotecnica Italiana rispettivamente il 27-10-1945 ed il 17-11-1945)

Dott. Ing. PIER LUIGI BARGELLINI

Grande è l'ansia del pubblico di apprendere le novità sviluppate in questi ultimi anni negli Stati Uniti d'America, ma i radiotecnici in particolare sono desiderosi di essere messi al corrente degli sviluppi verificatisi colà nel campo di loro interesse nel quale, come è ben noto, gli Stati Uniti detengono un indiscutibile primato.

Avendo avuto la ortuna di stare a lungo in contatto per motivi professionali con personale militare tecnico americano ho potuto consultare libri e riviste in grandissima parte non ancora diffuse in Italia ed ho potuto anche avere, attraverso colloqui, dettagli e notizie sui più recenti ritrovati, per cui spero di non riuscire noioso se tenterò di comunicare a chi ha la cortesia di ascoltarmi alcune mie impressioni; dirò subito che ciò è anche strettamente collegato a lavori svolti in Italia negli anni di guerra.

Nel breve tempo disponibile non essendo possibile procedere analiticamente mi dovrò a malincuore limitare a fissare alcuni punti salienti: ora la mia impressione è che il progresso raggiunto possa essere sintetizzato in queste parole: tecnica delle frequenze ultraelevate. Si può infatti affermare che mentre la radiotecnica delle frequenze fino a 30 megacicli (cioè delle lunghezze d'onda superiori ai 10 metri) ha raggiunto una condizione di assestamento, aspetti rivoluzionari presenta il campo delle frequenze al di là di 30 megacicli, delle lunghezze d'onda cioè che si dicono prima metriche, quindi decimetriche ed infine centimetriche. Siamo nello sconfinato dominio di frequenze che, espresse in cicli al secondo, si misurano con cifre dell'ordine delle potenze del 10 con esponente variabile da 7 a 11! Non vi è da credere che tale campo sia stato scoperto od anche soltanto sfruttato adesso; senza andare a rievocare le primitive e suggestive esperienze di Hertz o di Righi, destinate a dare luminosa conferma sperimentale alle teorie di Maxwell, nelle quali venne fatto uso proprio di onde metriche e decimetriche, ricorderò che da circa dieci anni la televisione impiega, per necessità di cose, onde metriche e che negli Stati Uiti, paese ove la radiodiffusione è veramente libera e democratica, da circa sette anni va sempre più estendendosi il moderno sistema a modulazione di frequenza il quale, ricorrendo pure ad onde metriche, assicura la trasmissione di programmi radio di qualità infinitamente superiore a quella ottenibile con la radiodiffusione di tipo normale che si effettua su onde medie. Ricordo infine che altri speciali servizi radio usano onde metriche.

Vi è peraltro un fatto nuovo, esso costituisce una delle meraviglie tecnologiche della guerra recentemente combattuta ed anche i quotidiani ne hanno fatto talora menzione. E' il radar: radar è un'abbreviazione coniata in America per « radio detecting and ranging », gli inglesi usano invece la dizione « radiolocation », mentre in Italia si impiegano allo stesso fine le parole « radiolocalizzazione » o « radiotelemetria ».

E' stato il radar a spingere schiere di scienziati e di tecnici nel campo delle ultrafrequenze con il risultato che ciò che fino a soltanto pochi anni fa era attrezzatura di laboratorio è divenuto oggi realtà palpitante di ogni giorno con possibilità future veramente illimitate. E' stato il radar a vincere la battaglia d'Inghilterra prima e quella dell'Atlantico poi e se nell'uomo della strada immensa è stata la commozione per la bomba atomica, radar, certo più sienzioso, non è meno importante di essa; cito a conferma alcune cifre: stando a notizie diramate ufficialmente il progetto Manhattan, cioè gli studi per l'utilizzazione a scopo bellico dell'energia atomica, è costato al governo degli Stati Uniti 2 bilioni di dollari mentre la spesa è salita a ben 3 bilioni di dollari per le ricerche su radar; il numero dei tecnici e degli scienziati, infine, che hanno lavorato per radar è stato quasi doppio di quello dei fisici e degli ingegneri occupati per la bomba atomica. Citerò le stesse parole di Sir Stafford Cripps, già

Ministro della produzione aeronautica inglese: « Radar ha giocato nell'intera guerra una parte più importante della stessa bomba atomica contribuendo alla vittoria più di ogni altro singolo fattore ».

Che cosa è radar? Il principio è molto semplice e, come si vede dalla fig. 1, è basato sul fenomeno dell'eco che si verifica per certe onde radio. Immaginando di avere in A un radiotrasmettitore capace di lanciare treni d'onde nello spazio, questi si propagheranno liberamente fino a che non incontreranno ostacoli; se vi sarà lungo il loro cammino un ostacolo B verranno, per effetto del campo elettromagnetico, indotte in esso correnti a radiofrequenza che a lor volta saranno causa di reirradiazione. In altre parole una parte almeno del segnale proveniente da A sarà riflesso da B nuovamente verso A e se ivi oltre al trasmettitore menzionato si avranno organi opportuni di ricezione e di registrazione sarà possibile attraverso il rilevamento dell'eco accorgersi della presenza dell'ostacolo B. Orbene dato che la velocità di propagazione del campo elettromagnetico è una costante nota, se con un qualche artificio disposto in A sarà possibile misurare il tempo intercorrente fra la partenza del segnale diretto ed il ritorno del segnale riflesso avremo in tal modo determinata la distanza AB essendo evidentemente:

Fig. 1 - Principio di funzionamento del radar.

$$2AB = c.t$$

esprimendo infine i tempi in microsecondi e gli spazi in metri avremo:

$$t_{microsec} = \frac{A\,B_{metri}}{150}$$

Appare chiaro da quest'ultima espressione che per evitare il confondersi del segnale diretto con la eco occorrerà che il trasmettitore lanci treni d'onda di durata molto breve; essa è di solito compresa fra una frazione di microsecondo o qualche decina di microsecondi.

Poichè le antenne di trasmissione e di ricezione in A sono fortemente direttive potrà essere determinata anche la precisa direzione di provenienza dell'eco restando così stabilita senza possibilità di equivoco la posizione di B nello spazio.

Numerosissime sono le applicazioni che possono sorgere da un simile schema; ad es. B può essere, come indicato in figura, un aeroplano od una formazione di aeroplani che si avvicinano, di giorno o di notte, ad un obbiettivo: la città A. Radar darà per tempo l'allarme, i cacciatori potranno levarsi in volo per contrattaccare, la difesa antiaerea potrà agire tempestivameante, gli abitanti potranno scendere nei rifugi e così via. Ovvero si immagini di installare un apparecchio radar su un aeroplano da caccia notturna, esso sarà allora capace di scorgere la presenza del nemico nella notte più buia e dirigere contro di esso il proprio fuoco. Similmente una nave in mare potrà, se provvista di radar, aver occhi attraversanti le nebbie e le tenebre, scorgere nemici in acqua ed in cielo, persino il periscopio di un sommergibile appena affiorante sul mare.

A titolo di esempio ricordo che la dotazione di apparecchi radar su un incrociatore moderno comprende almeno una diecina di tali apparecchi di tipo ed applicazione diversi: da quelle per l'avvistamento degli aerei a grande distanza, da quelli per il tiro navale a quelli per il tiro antiaereo, a quelli necessari per l'identificazione del nemico o dell'amico, ecc. Similmente la moderna superfortezza volante americana B29 ha a bordo sette od otto apparecchi radar di differente tipo.

Ma se, stanchi di guerra, vogliamo abbandonare argomenti che per anni dolorosi hanno costituito il nostro incubo, possiamo volgere lo sguardo alle applicazioni che radar avrà nella vita civile. La nostra immaginazione non avrà anche qui quasi limite alcuno: una nave provvista di radar potrà con tutta sicurezza manovrare in condizioni di non visibilità ottica, potrà evitare l'urto contro scogli, iceberg, altre navi, ecc., potrà manovrare per entrare negli estuarii e nei porti

più difficili; in una parola la sicurezza della navigazione sarà grandemente aumentata. Nello stesso modo un aereo potrà, in mancanza di visione diretta, scoprire montagne ergentisi sulla propria rotta ed avrà il tempo di correggerla; potrà anche atterrare completamente alla cieca misurando istante per istante mediante echi di radio la distanza che lo separa dalla pista di atterraggio. Gli esempi potrebbero, come si vede, continuare all'infinito.

Preciserò ora qualche particolare: innanzi tutto le onde metriche, decimetrice o centimetriche sono quelle più adatte a queste applicazioni, esse infatti si propagano essenzialmente seguendo un cammino rettilineo e non essendo affette, come lo sono invece le onde più lunghe, da dannosi fenomeni di attenuazione a carattere variabile producono echi netti e precisi. Per esse è possibile e facile realizzare sistemi radianti di dimensioni non eccessive aventi spiccate proprietà direzionali necessarie, come si è visto, per ottenere precisi rilievi goniometrici. In altre parole per la natura stessa degli scopi che si vogliono raggiungere, pur restando nel campo della elettrotecnica, ci si avvicina a quelle onde che si approssimano al confine che divide l'ottica dall'elettricità senza peraltro incorrere nelle limitazioni inerenti agli apparecchi ottici. A tal proposito dirò che vi sono oggi buone ragioni che fanno pensare come molti strumenti ottici saranno presto sostituiti da equivalenti strumenti elettrici.

Accennerò ora brevemente a quelle espressioni sotto le quali si suole scrivere la cosiddetta « equazione del radar »; la prima è la seguente:

$$r_{max} = \sqrt[4]{\frac{A_0\, G_0\, P_t\, \sigma}{(4\,\pi)^2\, P_{r\,min}}}\,,$$

essa sta ad indicare che la portata massima r_{max} raggiungibile con un certo apparecchio è direttamente proporzionale alla quarta potenza della superficie A_0 dell'antenna ricevente, del guadagno G_0 dell'antenna trasmittente, della potenza trasmessa P_t e dell'area di reirradiazione σ caratteristica di ogni singolo ostacolo, mentre è inversamente proporzionale secondo la medesima potenza, alla minima potenza P_{rmin} da applicare ai morsetti del ricevitore per vincere il rumore di fondo del ricevitore stesso.

Risulta dalla precedente espressione che ove si desiderasse ad esempio raddoppiare la portata di un determinato radar, occorrerebbe o che la potenza del trasmettitore fosse aumentata di $2^4 = 16$ volte, o che la sensibilità del ricevitore fosse aumentata in ugual misura o comunque che il guadagno complessivo dei sistemi radianti fosse incrementato di 12 decibel. Sono queste cifre che non mancheranno di colpire coloro che abbiano qualche pratica di problemi radiotecnici; chiaro che mentre occorrono da un lato elevate potenze di trasmissione, antenne ad alto guadagno e ricevitori di estrema sensibilità, dall'altro lato tutte le apparecchiature assumono aspetti estremamente caratteristici a causa della natura impulsiva della trasmissione e della ricezione.

Un'altra espressione della cosidetta «equazione del radar» è la seguente:

$$r_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_r\, A^2\, \sigma}{4\,\pi\, P_{r\,min}\, \lambda^2}}\,,$$

essa indica che la portata massima aumenta in ragione inversa della radice quadrata della lunghezza d'onda, ammesso che si abbia, come di fatto spesso si verifica, un'unica antenna di tipo determinato e di superficie A adempiente ad un tempo alla funzione trasmittente ed a quella ricevente. Ne deriva pertanto un'ulteriore conferma della convenienza dell'uso di onde molto brevi.

Una terza forma della equazione del radar è la seguente:

$$r_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_t\, d\, A^2\, \sigma}{n\, k\, T\, .\, 4\,\pi\, .\, \lambda^2}}\,,$$

da essa tenuto conto delle caratteristiche di rumore del ricevitore risulta che, fra l'altro, la portata massima è funzione della radice quarta del prodotto della potenza trasmessa P_t per il tempo d corrispondente alla durata degli impulsi. In altri termini essa sta a significare che non solo occorrono potenze elevate durante gli impulsi ma che questi debbono avere anche una ben definita durata qualora si voglia, in particolare, rilevare echi di ostacoli molto lontani. A tal proposito debbo ricordare che i radar si dividono spesso in due categorie comprendenti rispettivamente la prima gli apparecchi per l'avvistamento di ostacoli lontani (oltre 100 km) la seconda gli apparecchi destinati a funzionare a distanze relativamente piccole per altri scopi, ad esempio i radar per la caccia notturna montati a bordo degli aerei. Gli apparecchi per l'avvistamento lontano sono caratterizzati dall'impiego di onde relativamente lunghe (2-3 metri negli apparecchi recenti, 5-6 metri ed anche più negli apparecchi ormai antiquati) con treni d'onda della durata di 10-20 microsecondi; quelli per distanze piccole funzionano esclusivamente su onde decimetriche o centimetriche con treni d'onda della durata del microsecondo o meno.

Accennati così i principi fondamentali su cui si basa il radar illustrerò qualche dato pratico: riassumendo il trasmettitore sarà costituito, quasi sempre, da un generatore, di solito un autooscillatore, capace di generare grande potenza su onda molto breve, esso non deve funzionare in continuità ma invierà nello spazio con una certa cadenza treni d'onda di durata determinata. Il complesso degli organi destinati a comandare in tal modo il trasmettitore riceve il nome di manipolatore; accenno di sfuggita che il comando del trasmettitore può farsi di solito agendo opportunamente sia sul circuito di placca sia su quello di griglia.

Essendo la trasmissione a carattere impulsivo con treni d'onda molto brevi intervallati considerevolmente rispetto alla loro durata, il ricevitore per riprodurre fedelmente la forma degli impulsi deve essere capace di permettere il passaggio attraverso a tutti i suoi stadii di una larga banda di frequenza; la riproduzione fedele degli impulsi incide sulla maggior precisione che si consegue in definitiva nel rilevamento della distanza dell'ostacolo. Per evidenti ragioni viene preferito il sistema di ricezione a cambiamento di frequenza, particolare cura si deve dare agli amplificatori di media frequenza, alla rivelazione ed alla successiva amplificazione dei segnali. In altri termini i ricevitori radar sono molto simili a quelli usati per la televisione e quindi valgono per essi quasi tutte le regole seguite nella tecnica della ricezione delle videofrequenze.

Il ricevitore di un radar sarà influenzato dall'impulso in partenza e poichè la registrazione degli impulsi avviene di solito mediante un tubo a raggi catodici, il cui asse dei tempi è lineare e sincronizzato secondo la cadenza degli impulsi ricevuti, in assenza di echi apparirà soltanto l'impulso in partenza che costituirà una conveniente ascissa di riferimento; in presenza poi di ostacoli compariranno i rispettivi echi che determineranno il formarsi sull'asse delle ascisse di altrettanti impulsi a distanze dall'ascissa di riferimento (impulso in partenza) proporzionali alle distanze effettive fra il posto di osservazione e gli ostacoli. Sull'asse delle ascisse del tubo catodico potrà pertanto leggersi direttamente il valore della distanza; si intuisce anche che, grazie ad opportuni circuiti elettrici, sia possibile dilatare convenientemente la scala delle ascisse in modo da garantire una maggior precisione di lettura. Un sistema molto usato è infine quello che impiega tubi catodici cosiddetti ad ascissa circolare nei quali, grazie ad un opportuno sistema di elettrodi, si ha invece di una traccia rettilinea, necessariamente limitata al diametro del tubo, una traccia circolare di sviluppo maggiore che permette una maggiore precisione nelle letture.

Il problema dei trasmettitori per radar può dirsi oggi pienamente risolto ma è bene porre in luce che due enormi difficoltà sono state a riguardo superate, la prima è relativa ai circuiti mentro la seconda è relativa ai tubi elettronici. Non vi è dubbio che è stato in questo settore di sviluppo della nuova tecnica che si sono verificati i progressi più rivoluzionari.

I normali circuiti elettrici composti da induttanza e capacità essenzialmente concentrate se soddisfacenti per le normali frequenze radio risultano assolutamente inadatti per le frequenze molto elevate (maggiori di 30 megacicli circa) poichè eccessive diventano le perdite Joule, quelle nei dielettrici e quelle per irradiazione; in particolare rammento che non è più possibile realizzare con essi resistenze equivalenti tali da permettere una buona utilizzazione dei tubi elettronici specie se di grande potenza. Un notevole progresso fu compiuto circa dieci anni or sono quando agli elementi L e C concentrati fu-

rono sostituiti sistemi a costanti distribuite linearmente, dei tratti cioè di linea di trasmissione, coassiale e bifilare, di lunghezza tale da riprodurre l'equivalente di circuiti risonanti. La tecnica che ne derivò domina ancora oggi nel campo delle onde metriche; per le onde ancora più brevi è stato però assolutamente necessario compiere un passo successivo poichè anche i circuiti a linea, esibendo eccessive resistenze Joule e di irradiazione, non bastano più.

E' nata così una tecnica del tutto nuova ed assai suggestiva: quella dei risonatori a cavità. Un risonatore a cavità consiste essenzialmente in una superficie conduttrice S, vedasi la Fig. 2, completamente chiusa che

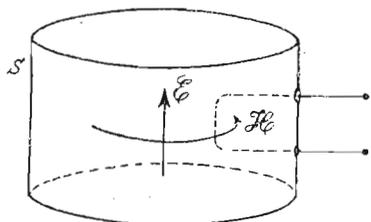



Fig. 2 - Genesi di un risonatore cavo.

divide lo spazio in due regioni, quella interna e rispettivamente quella esterna ad essa superficie. Ammessa l'esistenza di una perturbazione elettomagnetica nella regione interna è intuibile che essa debba subire determinati effetti di riflessione quando giunge a colpire S e che l'interferire della perturbazione riflessa e di quella diretta possa dar luogo alla formazione di onde spaziali stazionarie per cui la cavità risulterà suddivisa in regioni ventrali e nodali per il campo elettrico e per quello magnetico. Tali configurazioni si collegano agli schemi studiati tecricamente e verificati sperimentalmente per quei sistemi di convogliamento dell'energia elettromagnetica chiamati col nome di guide per onde iperfrequenti.

Per ogni forma geometrica semplice di cavità esistono pertanto definite frequenze di risonanza esprimibili in funzione delle sue sole dimensioni geometriche; così la cavità sferica ha una onda fondamentale pari a 2,28 r la cavità cilindrica ha un'onda fondamentale pari a 2,61 r; essendo r i rispettivi raggi della sfera e del cilindro, la cavità prismatica a base quadrata ha un'onda fondamentale pari a 1,41 l, essendo l la misura dello spigolo del prisma e così via. E' pure interessante far rilevare che oltre alla fondamentale esistono per ogni cavità altre frequenze superiori di risonanza che tuttavia non sono a quella legate da rapporti esprimibili mediante numeri interi e ciò si intuisce assai bene pensando che internamente i parametri L e C non hanno distribuzione uniforme.

I risonatori che si usano nella pratica possono essere di forma geometrica semplice, talvolta però è necessario introdurre deformazioni più o meno gravi per conseguire scopi particolari ed in tal caso si comprende che sarà possibile solo determinare approssimativamente, per via teorica, il comportamento della cavità. Si ricorre in tali casi a determinazioni sperimentali applicando poi i noti criteri di similitudine qualora si vogliano costruire risonatori di diverse dimensioni.

La distribuzione delle correnti e delle tensioni alle pareti delle cavità è retta da leggi assai complesse ma in alcuni casi semplici ci si può rendere conto anche intuitivamente dell'andamento dei fenomeni, cito ad esempio il caso del risonatore cilindrico nel quale, vedasi la fig. 3, la corrente ha andamento radiale sulle facce richiudendosi quindi lungo le generatrici della superficie laterale mentre la tensione è massima al centro delle basi e nulla lungo il cerchio equatoriale: la superfice esterna è infine tutta a potenziale nullo data la esiguità della penetrazione delle correnti a queste frequenze tanto elevate.

Si comprende pertanto come, avendo le correnti ampie superfici a disposizione ed essendo il circuito effettivamente chiuso, il coefficiente di risonanza Q di questi circuiti debba essere straordinariamente elevato; esso è dato infatti da π volte il rapporto fra l'energia immagazzinata nel circuito e l'energia dissipata in un semiperiodo; risultando la prima proporzionale al volume della cavità, la seconda alla superficie conduttrice moltiplicata per la conduttività del materiale che la forma, ne deriva che detto coefficiente di risonanza dipende essenzialmente dal rapporto fra volume e superficie del risonatore. Esso è in realtà elevatissimo e di gran lunga superiore a quello dei soliti circuiti impiegati alle usuali frequenze radio. Infine essendo, come ho già fatto rilevare, le dimensioni geometriche di questi nuovi circuiti dell'ordine stesso di grandezza delle onde a cui rispondono essi risultano molto convenienti anche dal punto di vista dello ingombro.

Fig. 3 - Distribuzione della tensione e della corrente in un risonatore cavo cilindrico retto.

Per quanto riguarda i tubi elettronici ricordo che alle frequenze elevate occorre ridurre per quanto possibile le induttanze e le capacità residue dovute agli elettrodi ed ai passanti; dovendosi poi generare notevoli potenze occorre adottare triodi caratterizzati da catodi ad elevatissima emissione, da placche e da griglie ad alta prestazione termica, da passanti grossi, da alto isolamento per le elevate tensioni di solito in gioco e da disposizioni efficaci per la ventilazione del vetro.

Nonostante l'artificio di assegnare alla tensione anodica valori eccezionalmente elevati per ridurre i dannosi effetti del tempo di transito questo rimane in ultimo il fattore essenziale che impone un limite all'uso dei triodi. Rammento infatti che mentre il moto degli elettroni nell'interno dei tubi può essere considerato privo di inerzia alle frequenze elevate invece il tempo che gli elettroni impiegano a viaggiare dal filamento alla griglia e quindi da questa alla placca diventa paragonabile al periodo delle oscillazioni generate. Pertanto dette V_a e I_a le ampiezze delle componenti a radiofrequenza della tensione e della corrente anodiche, nel computo della potenza vi è da tener conto, per dirla con frase dell'elettrotecnica industriale, di un certo cos φ, φ essendo appunto un angolo in relazione con il ritardo elettronico. Ciò equivale a dire che oltre una certa frequenza un determinato triodo non fornirà alcuna potenza utile; per i triodi normali il limite di solito raggiungibile è compreso fra i 20 ed i 30 cm di lunghezza d'onda. L'ultima novità americana in tal senso è costituita dai nuovi triodi « megatron » della Generale Eletric Co., vedere fig. 4, che rappresentano una grande novità anche dal punto di vista tecnologico essendo costituiti

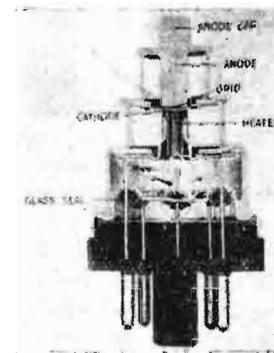



Fig. 4 - Tubo « megatron » General Electric.

da elettrodi piani estremamente ravvicinati e provvisti di passanti anulari, di induttanza e resistenza molto ridotte, saldati al vetro perimetralmente mediante processi speciali. Questi nuovi tubi sono costruiti sia per usi di trasmissione sia per usi di ricezione.

E' pure pervenuta dall'America la notizia di tubi normali fatti funzionare, in certe condizioni, a frequenze molto superiori a quelle per le quali il tempo di transito viene a costituire un fattore di riduzione del rendimento nel senso anzidetto.

Assegnando infatti al tempo di transito valori tanto grandi, facendo cioè funzionare un tubo su una frequenza tanto elevata ed alimentandolo con opportune tensioni, è possibile far giungere gli elettroni, dopo che essi hanno viaggiato per un tempo pari a circa un multiplo intero di un periodo della oscillazione generata, alla placca quando la tensione di essa passa per un minimo (cos φ prossimo all'unità nell'espressione prima ricordata).

Sia qui permesso ricordare che chi vi parla avanzò già nel 1941 identica idea, che, disgraziatamente, non fu per molte ragioni provata in sede sperimentale.

Decisamente più importanti sono però tubi basati su concetti del tutto nuovi nei quali il tempo di transito invece di costituire un elemento dannoso viene utilmente sfruttato e sta alla base stessa del funzionamento stesso del tubo.

Nel magnetron con risonatore interno al tubo si trova combinato uno schema di tubo. noto già da tempo ma che riusciva per sua natura alquanto instabile, all'impiego di convenienti risonatori con il risultato definitivo di grande potenze messe in gioco con dispositivi semplici e di elevata stabilità; non sono ancora note le caratteristiche dei modelli più recenti anglo-americani che costituiscono tuttora un segreto militare ma è noto che è possibile ottenere in regime impulsivo potenze utili di 500 KW e più su onde di pochi centimetri; è pure noto che apparecchi di uso corrente nell'esercito americano impiegano trasmettitori a magnetron con cavità risonante che mettono in gioco potenze di 30-50 KW nel regime impusivo caratteristico dei radar.

Il klystron costituisce un esempio di tubo del tutto nuovo, in esso, vedasi la fig. 5, si ha un catodo ed un sistema di due risona-

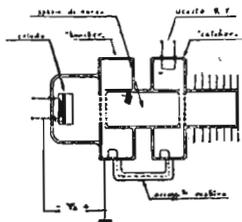



Fig. 5 - Klystron.

tori a cavità, provvisti di griglie per il passaggio del flusso elettonico, i quali agli effetti della componente continua della tensione agiscono da anodo acceleratore mentre agli effetti della radiofrequenza il risonatore prossimo al catodo, detto « buncher », ha l'ufficio di modulare la velocità degli elettroni che giungono ad esso provocando nel cosidetto spazio di corsa compreso fra esso ed il secondo risonatore la formazione di pacchetti di elettroni di densità variabile che cedono appunto al secondo risonatore, detto « catcher », l'energia loro impressa dal potenziale continuo di accelerazione. Il secondo risonatore è accoppiato al carico utile e poichè esiste anche un conveniente accoppiamento al carico utile e poichè esiste anche un conveniente accoppiamento elettrico fra il secondo risonatore ed il primo il sistema è suscettibile di porsi in autooscillazione. Anche con i klystron si riesce a mettere in gioco potenza notevoli su onde molto corte; uno speciale tipo di klystron, detto klystron reflex, ad un solo risonatore è poi molto adottato nella tecnica della ricezione quale eterodina nei ricevitori a cambiamento di frequenza.

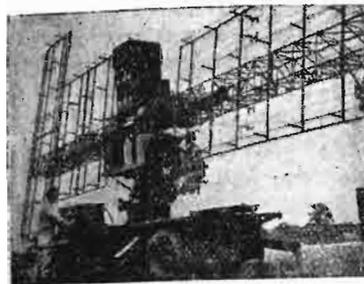



Fig. 6 - Apparecchio radar SCR 268.

A titolo illustrativo citerò qualche esemplare effettivo di radar, in fig. 6 è rappresentato il modello americano SCR 268 che funziona su una frequenza di circa 200 megacicli con potenza di impulso di circa 75 KW per la durata di 6 microsecondi. L'oscillatore comporta 16 tubi disposti secondo uno speciale circuito ad anello; sono chiaramente visibili le cortine dei dipoli. In Italia esistevano anche apparecchi simili destinati essenzialmente all'avvistamento di ostacoli lontani. Nella fig. 7 appare invece un radar italiano di concezione più moderna per usi navali; esso funziona su una frequenza di circa 400 megacicli con una potenza di 3 KW circa per la durata di un paio di microsecondi. Il circuito del trasmettitore usa speciali triodi per microonde disposti entro una cavità risonante mentre i sistemi radianti sono costituiti da dipoli semplici disposti entro trombe elettromagnetiche che permettono la concentrazione dell'energia in determinati settori dello spazio. E' purtroppo impossibile descrivere altri apparecchi di tipo più moderno poichè vige ancora il segreto militare su tale argomento e sono comparse soltanto fotografie e brevi descrizioni di questi apparecchi.

Accennerò brevemente che di solito gli ap-

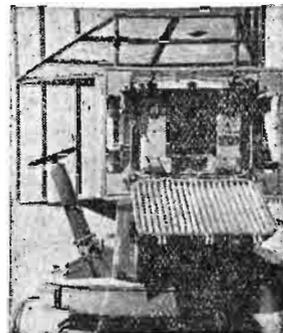



Fig. 7 - Apparecchio radar italiano di tipo navale

parecchi di recente costruzione sono quasi sempre caratterizzati da onde molto brevi, ad esempio 30, 10, 3 ed anche 1 cm di lunghezza d'onda, con trasmettitori a magnotron a cavità risonante oppure con klystron; guide metalliche per l'adduzione dell'energia elettromagnetica al sistema radiante ormai quasi sempre di tipo a riflettere parabolico avente la doppia funzione di sistema ricevente e trasmittente, con ricevitori a cambiamento di frequenza con eterodina a klystron reflex e convertitore a cristallo ecc.

Interessante sarebbe pure parlare di tutta una serie di apparecchi derivati dallo schema fondamentale del radar; gli apparecchi di riconoscimento (detti dagli anglosassoni I.F.F.) i quali rinviando quando sono colpiti dal fascio di un radar una eco rinforzata caratterizzata da un segnale Morse convenzionale indicano all'operatore del radar in osservazione che si tratta di apparecchi o di navi amiche e non di nemici; il sistema di navigazione aerea su rotte iperboliche (LORAN degli americani, sistema G degli inglesi), il sistema di sgancio automatico delle bombe con comando da terra, gli intercettatori, i disturbatori ed infine i radiotachimetri che basandosi sull'effetto Doppler permettono non solo di rilevare la posizione di un ostacolo mobile ma ne determinano pure la velocità.

Dato che il tempo stringe mi vedo costretto a sorvolare con rammarico questi apparecchi ma non posso fare a meno di dare un accenno della più moderna applicazione del radar: la radiovisione radar detta dagli americani P.P.I. (Plan Position Indicator). Avverto a scanso di equivoco che si tratta di una cosa che niente ha a che fare con la televisione; ho detto prima che tutta la tecnica dei radar ha molti punti in comune con quella della televisione ma per radiovisione-radar si deve intendere tutt'altro ritrovato.

Questo si fonda sulla possibilità dell'osservazione del terreno sorvolato da un aereo e del tratto di mare intorno ad una nave sempre attraverso il processo della riflessione delle onde radio e quindi della captazione dei relativi echi, ma invece di far comparire dinanzi agli occhi dell'operatore corti impulsi in corrispondenza degli ostacoli che si vanno cercando, l'analisi è compiuta in modo tale da riprodurre un'immagine effettiva del panorama sorvolato ottenuta per via elettronica. La cosa ha veramente del meraviglioso. si pensi: un aereo navigante di notte in piena oscurità oppure di giorno ma con fitte nubi che impediscono la visione diretta; grazie a radar sullo schermo di un opportuno tubo a raggi catodici appare, quale carta geografica continuamente

Fig. 8 - Veduta radar di Manhattan.

evolventesi, l'immagine effettiva del terreno sorvolato con i fiumi, i laghi, i ponti, le ferrovie, le strade e persino i singoli blocchi di case perfettamente distinguibili. In fig. 8 si vede la fotografia dello schermo del tubo catodico di un radiovisore-radar installato a bordo di un aereo sorvolante New York. Si vedono molto chiaramente l'isola Manhattan

compresa tra i fiumi Hudson e East River, i grandi ponti gettati attraverso l'East River, i moli lungo il fiume Hudson, i grandi viadotti del New Jersey, il rettangolo del Parce Centrale ecc.

Come si possono raggiungere risultati così straordinari?

Una volta inteso il meccanismo intrinseco di radar la cosa, almeno se detta così brevemente, appare assai semplice: si immagini infatti di realizzare con opportuni sistemi radianti un fascio a forma di lama molto stretta nel piano azimutale e molto ampia in quello zenitale; sarà in tal modo colpita, se il radiatore è posto in alto, una striscia lunga e stretta di terreno ed ogni corpo riinvierà una eco dipendente dalle caratteristiche elettriche del materiale che lo forma o dalla propria configurazione geometrica; se il radiatore viene fatto ruotare uniformemente ed in modo sufficientemente rapido verrà esplorato l'intero orizzonte e se detta esplorazione avverrà in modo sincrono con le spostamento di un pennello elettronico in un tubo a raggi catodici gli echi riportati sul tubo disegneranno sullo schermo di esso una immagine che, per il noto fenomeno della persistenza dell'immagine sulla retina, apparirà stabile e potrà anche essere fotografata come quella mostrata nella fig. 8.

Questo è l'ultimo passo compiuto da radar finora; nel futuro oltre al perfezionamento degli apparecchi noti ed alle applicazioni per gli usi civili si prospettano altre ed ancor più straordinarie novità; è già stato proposto, e credo tentato in America, di esplorare gli spazi siderei con radar; sono state già effettuate interessanti esperienze metereologiche ecc. Si prevede anche, e qui non so se sia il caso di rallegrarsi, la trasformazione di radar in arma di offesa: infatti se quelle potenze che per ora si generano soltanto in regime impulsivo potranno domani, e certamente ciò sarà reso possibile, essere generate con continuità il fascio di un radar potrà trasformarsi in un raggio mortale. Ciò è in certo modo provato dall'esperienza di chi ponendosi a distanza di cento metri o più entro il fascio di un radar moderno di grande potenza avverte un sensibile aumento di temperatura nel proprio corpo.

Ma lasciando tali immagini di guerra ed avviandomi al termine desidero piuttosto invitare l'uditorio ad un breve esame obbiettivo di quanto finora detto: è stato appunto per amore di oggettività che ho desiderato che questa rassegna prendesse nome dagli sviluppi della moderna radiotecnica americana ed ho volutamente citare all'inizio di essa cifre di denaro e di uomini che avranno certo impressionato. Senza abbandonarmi ad anacronistici nazionalismi ed a rivendicazioni storiche, buone spesso sole a far perdere tempo, vorrei che si sapesse e si notasse, specie da coloro che troppi e troppo spesso vanno oggi dicendo che da noi non c'è oggi ormai più nulla da fare, che in Italia un'esigua schiera di radiotecnici, attraverso difficoltà ed incomprensioni, riuscì con un lavoro svoltosi entro breve tempo a creare radar essenzialmente capaci delle medesime prestazioni ottenute con gli apparecchi delle Nazioni Unite. Grazie all'appassionata opera di pochi che possono oggi veramente chiamarsi precursori, e non solo per quanto riguarda l'Italia, e di altri che si dedicarono con entusiasmo alla soluzione degli innumerevoli problemi connessi alla tecnica dei radar fu possibile spesso salvare preziose vite umane.

Mentre non resta per il momento a costoro quale unico conforto il sapere che i nostri amici americani ed inglesi seguirono spesso vie identiche e simili a quelle da essi seguite da soli quando, purtroppo, dovevano forzatamente dirsi loro nemici, è lecito formulare l'augurio che tanta fatica non vada dispersa e che presto il cammino interrotto sia ripreso con maggior lena.

Firenze, Ottobre 1945

NOTA DELLA REDAZIONE

A proposito di Radar sarà bene notare che forse il primo brevetto di Radar è quello dell'ing. Montù che data dal gennaio 1936 e fu accordato nei seguenti Stati: Stati Uniti d'America, Gran Bretagna, Germania, Francia, senza che venisse opposto alcun brevetto già esistente in materia di radiolocalizzazione. I brevetti americano e inglese furono acquistati dalla famosa ditta Sperry Gyroscope Co. di New York.

Note sul progetto di un XMTR radiantistico

Dr. Ing. LEANDRO DOBNER

La tentazione di venire in aria si fa di giorno in giorno più prepotente ed i radianti vecchi e nuovi spendono gran parte del loro tempo ad arzigolare sul trasmettitore che sperano di realizzare quanto prima. Due infatti sono gli argomenti di attualità nell'ambiente radiantistico: le « licenze » e il «trasmettitore». Fidando nella prossima concessione delle prime, e pare che le speranze siano fondate, parleremo un po' del secondo. La maniera migliore per parlarne proficuamente mi sembra quella di abbozzare un progettino di massima cogliendo man mano l'occasione di sviscerarne i punti più oscuri.

La valvola attualmente e giustamente più diffusa nel mondo radiantistico è la ben nota 807. Molti sono i pregi di tale tubo che è caratterizzato da una grande flessibilità ed un'adattabilità a tutti gli impieghi: in particolare esso è in grado di fornire una conveniente potenza d'uscita con tensioni d'alimentazione relativamente basse e potenze di pilotaggio trascurabili. A ciò si aggiunge il non piccolo vantaggio dell'inutilità della neutralizzazione purchè la disposizione meccanica delle parti venga studiata opportunamente. Essa è perciò la valvola che fa al caso nostro, tanto più che la guerra l'ha resa molto popolare e quasi tutti gli OM italiani sono forniti di una o più 807 o equivalenti (6TP).

Scelta la valvola finale occorre ora scegliere il sistema di modulazione. Allo scopo di ottenere il massimo rendimento dal nostro trasmettitore, optiamo senz'altro per la modulazione di placca e griglia schermo, che tra l'altro è quella di più facile messa a punto. I dati consigliati dalla RCA per una 807 in classe C modulata di placca e griglia schermo al 100% sono riassunti nella seguente tabella:

TABELLA 1

V_a	400	475	600	V
V_{g_2}	225	225	275	V
V_{g_1}	— 50	— 50	— 78	V
$V_{max\ g_1}$	70	70	100	V-cresta
I_a	80	83	100	mA
I_{g_2}	9	9	9	mA
I_{g_1}	3	2	2	mA
R^*_{g2}	16	25	35	KΩ
	2	3	4	W
R_{g_1}	10	10	15	KΩ
	0,5	0,5	0,5	W
R_k	300	300	300	Ω
W_{ent}	0,2	0,1	0,1	W
W_{usc}	19	24	37,5	W

* Derivata dal potenziale anodico modulato.

Va notato che l'ultima colonna si riferisce ad un funzionamento intermittente com'è quello radiantistico, laddove con un funzionamento continuativo in condizioni così spinte la vita della valvola sarebbe sensibilmente accorciata.

L'impedenza presentata al modulatore da uno stadio in classe C è pressochè uguale alla tensione d'alimentazione divisa per la corrente continua, che nel caso nostro è quella di placca più quella di griglia schermo. Con facile calcolo si ottengono perciò per le condizioni riportate nella tabella 1 le seguenti impedenze (BF): « 4500, 5200, 5500 ohm ».

La potenza necessaria per modulare al 100% un classe C con un'onda sinoidale BF è la metà di quella d'alimentazione, e cioè nelle condizioni citate, rispettivamente, « 18 W 22 W, 33 W ». Si noti che modulando di placca e griglia schermo, con quest'ultima alimentata a mezzo di resistenza di caduta, la potenza di alimentazione va computata moltiplicando la tensione continua anodica per la corrente c.c. di placca più quella di griglia schermo. Si ricordi inoltre che una potenza modulante metà delle suddette, cioè rispettivamente 9,11 e 16 W (BF), permetterebbe di ottenere una profondità di modulazione del 71 %.

Facendo un conveniente compromesso tra costo ed efficienza sceglieremo una tensione di alimentazione di 500 volt e quindi una condizione di lavoro compresa tra quelle delle ultime due colonne della tabella sopraci-

tata. Avremo così i seguenti valori di tensione, corrente, etc.:

V_a	= 500 V	I_a	= 90 mA
V_{g2}	= 250 V	I_{g2}	= 10 mA
V_{g1}	= — 60 V	I_{g1}	= 2 mA
$V_{max\ g1}$	= 80 V-cr.	R_k	= 300 Ω
W_{ent}	= 0,1 W	W_{usc}	= 27 W
W_{modul}	= 25 W (BF)	Z_{modul}	= 5 KΩ
	R_{g2} = 25 KΩ, 3 W		
	R_{g1} = 15 KΩ, $^1/_2$ W		
	R_k = 300 Ω, 4 W		

Fissato ciò, è necessario chiarire un altro punto essenziale: le gamme che si desidera coprire. A tutt'oggi le gamme per i radianti non sono state ufficialmente riconfermate, si può però esser quasi certi che le gamme degli 80, 40, 20 e 10 metri rimarranno a nostra disposizione. La gamma sui 160 metri probabilmente verrà tolta ma in compenso c'è fondata speranza d'avere una nuova gamma sui 14 metri (21 Mc), senza contare tutto lo stuolo di gamme disponibili nelle onde metriche e centimetriche. Questa almeno è la situazione in America; in Europa la gamma dei 40 metri è infestata da stazioni di radiodiffusione e non si sa ancora chi dei due dovrà togliersi dai piedi, noi o loro.

Nulla essendo ancora definito, converrà basarci sulla distribuzione di frequenze degli antichi tempi e progettare una stazione in grado di lavorare sui 40, 20 e 10 metri. (Abbiamo trascurato la gamma degli 80 metri, in quanto poco usata dagli OM italiani; in un secondo tempo considereremo la possibilità di includere anche quest'ultima, che del resto dovrebbe essere preferita a quella dei 40 m).

Stabiliti così in linea di massima lo stadio finale e le gamme impiegate, prendiamo in esame il pilota. Sono noti i pregi del controllo a cristallo che permette molto facilmente di mantenere la stabilità di frequenza nei limiti consentiti dalle legislazioni internazionali IARU. Oltre a ciò, l'uso del cristallo permette di conoscere con esattezza la frequenza sulla quale si trasmette. Tuttavia non di rado l'oscillatore a cristallo costituisce per l'OM un gravissimo handicap, specie se egli possiede un unico XTAL e la frequenza di quest'ultimo è già occupata da un'altra stazione. E' perciò opportuno avere a disposizione anche un oscillatore a frequenza variabile dotato di sufficiente stabilità e a ciò si presta ottimamente il circuito chiamato ECO, cioè « oscillatore ad accoppiamento elettronico ».

Giungiamo così allo schema di fig. 1 in cui un commutatore a due vie permette di

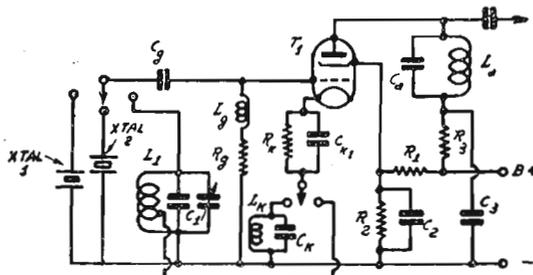



Fig. 1 - Pilota convertibile da ECO a controllo a cristallo. Si noti che C_a naturalmente è variabile.

passare rapidamente dal controllo a cristallo all'ECO. Infatti la fig. 1 è scomponibile nei due circuiti parziali riportati in fig. 2: il primo è l'oscillatore a cristallo, il secondo è l'ECO.

Per quanto riguarda l'innesco ed il mantenimento dell'oscillazione, entrambi le varianti di fig. 2 si comportano come se la valvola fosse collegata a triodo. Ciò è valido fintantochè la capacità griglia-placca è molto

a)

b)

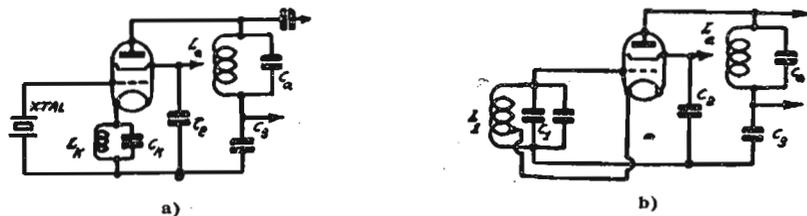



Fig. 2 - Circuiti parziali compresi nello schema di fig. 1. Naturalmente C_a e uno dei due condensatori C_1 sono variabili.

piccola e il circuito $C_a L_a$ presenta un'impendenza molto bassa alla frequenza del circuito oscillante di griglia (o del XTAL), cioè finchè $C_a L_a$ è accordato su un'armonica o è accordato sulla fondamentale ma con una capacità C_a molto elevata.

Osservando la fig. 1 si noti che il gruppo $R_k C_{k1}$ avente lo scopo di fornire una polarizzazione catodica, non è in generale indispensabile: esso è consigliabile se T_1 è una valvola a fascio di potenza, p. es. 6L6 o EL6. Il gruppo $R_3 C_3$ serve da filtro e disaccoppiamento.

Esaminiamo più attentamente l'oscillatore a cristallo riportato in fig. 2-a, che di primo acchito può sembrare un po' misterioso. Per rendersi conto del principio su cui si basa il suo funzionamento è necessario notare che il circuito catodico $C_k L_k$ risuona a una frequenza molto più bassa di quella del cristallo cosicchè alla frequenza di quest'ultimo esso si comporta essenzialmente come una capacità. Ne segue che se teniamo presente quanto detto sopra riguardo la sezione oscillatrice, il circuito di fig. 2-a può esser schematicamente ridotto a quello di fig. 3, in cui il cristallo alla frequenza di risonanza presenta una impedenza elevatissima. La corrente catodica « I » (RF) percorrendo la capacità C_k produce ai capi di questa una tensione c.a- « V_k » in ritardo di 90° rispetto alla tensione griglia-catodo « e » con cui

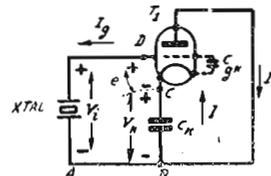



Fig. 3 - Schema di principio dell'oscillatore a cristallo di cui alla fig. 2.

è in fase la corrente catodica « I ». A sua volta, la tensione « griglia-catodo » « e » assommata alla tensione catodo-massa « V_k » deve dare la tensione ai capi del cristallo «V_i». Naturalmente si tratta di correnti e tensioni c.a. (RF).

La fig. 4 riporta il diagramma vettoriale della maglia ABCD della fig. 3. Dal diagramma suddetto appare chiaramente che la tensione « V_i » ai capi del cristallo è in ritardo rispetto alla tensione « e ». La presenza di una tensione RF « e » tra griglia e catodo fa scorrere attraverso la capacità griglia-catodo una corrente RF « I_g'' » in anticipo di 90° rispetto la tensione « e ». A sua volta la corrente « I_g » può esser considerata somma di una corrente « I_g' » in anticipo di 90° rispetto « V_i » e di una corrente « I_g'' » in opposizione di fase con « V_i ». La prima equivale ad una capacità in parallelo

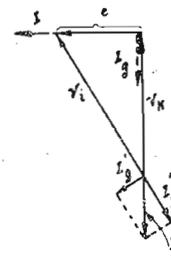



Fig. 4 - Diagramma vettoriale delle tensioni e correnti RF del circuito di fig. 3.

al cristallo e la seconda indica che il circuito fornisce potenza al cristallo facendolo oscillare.

In altre parole, la valvola in tali condizioni possiede una impedenza d'entrata equivalente ad una capacità con in parallelo una resistenza negativa, e se questa è inferiore all'impedenza dinamica del cristallo (molto elevata), il sistema innesca sulla frequenza di quest'ultimo (o meglio su una frequenza leggermente minore così da compensare la presenza di capacità in parallelo). Si tratta palesemente del fenomeno opposto a quello che produce una componente ohmica positiva nell'impedenza d'entrata di una valvola allorchè nel circuito catodico di quest'ultima è presente una reattanza induttiva. Ciò è ben noto agli studiosi delle onde ultracorte poichè a tali frequenze l'induttanza propria del reoforo catodico è sufficiente per dare luogo ad una componente ohmica di entrata talmente bassa da ridurre fortemente l'efficienza delle valvole.

Tornando al circuito di fig. 3 osserveremo che il calcolo dimostra che in pratica, nel campo delle onde corte, l'effetto reattivo è tanto maggiore quanto minore è C_k e quan-

to maggiore è la pendenza effettiva S della valvola T_1 (v. App. I).

Per quanto riguarda la variante di fig. 2-b non c'è molto da commentare: dal punto di vista dell'oscillazione si tratta della ben nota reazione catodica, ovvero il circuito 2-b non è altro che un Hartley con la presa di massa posta ad un estremo invece che al centro (fig. 5).

Si può notare che se la valvola T_1 ha una pendenza propria sufficentemente elevata, è possibile realizzare un ECO senza la presa catodica sulla bobina L_1: basta usare il circuito di fig. 2-b con un condensatore catodico C_k sufficentemente piccolo e con un circuito oscillante L_1C_1 a bassa C_1 ed alto Q inserito al posto del cristallo. Apparentemente si potrebbe così eliminare una commutazione; in realtà però, data la minore impedenza dinamica del circuito L_1C_1, per

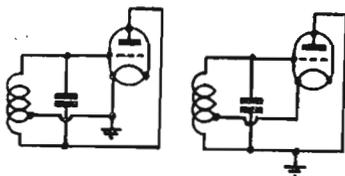



Fig. 5 - Confronto tra il circuito Hartley e il circuito a reazione catodica: è evidente la loro identità.

far innescare l'ECO occorrerebbe aumentare la reazione riducendo il condensatore catodico C_k, cosicchè la reazione risulterebbe esagerata per il XTAL e quest'ultimo verrebbe eccitato eccessivamente. Ne consegue la evidente necessità di commutare due C_k diversi per le due diverse condizioni. Ciò posto, non c'è più alcun motivo per non usare per l'ECO il circuito di fig. 2-b che essendo in grado di funzionare con delle capacità di accordo C_1 più elevate è senz'altro più stabile.

La massima stabilità di frequenza nei circuiti ECO viene raggiunta allorchè le tensioni c.c. di placca e griglia schermo, derivate dalla stessa sorgente, stanno in un opportuno rapporto e la griglia schermo è alimentata a partitore. E' difficile prevedere il rapporto ottimo tra dette tensioni c.c., si può solamente notare che in generale la tensione anodica deve esser di non molto superiore a quella di schermo. La miglior cosa è procedere sperimentalmente regolando il partitore R_1, R_2 (v. fig. 1) fintantochè la frequenza rimane costante al variare della tensione d'alimentazione V_a. La frequenza può esser controllata facendo battimento con un oscillatore a quarzo montato indipendentemente con un montaggio di fortuna e una valvola qualsiasi. Per rivelare il battimento può servire un normale ricevitore accordato sulla frequenza del quarzo. Applicata all'ECO, la tensione d'alimentazione normale, si ritocca la sua frequenza fino ad avere il battimento zero; quindi, senza modificare la posizione di C_1, si varia la tensione d'alimentazione dell'ECO di una quantità prefissata «ΔV_a». Ciò farà variare leggermente la frequenza dell'ECO e l'altoparlante rivelerà una nota di battimento che sarà tanto più bassa di tono quanto maggiore sarà la stabilità dell'ECO stesso. Si tratta di variare la presa sul partitore R_1, R_2, finchè è minima la nota di battimento causata da una variazione prestabilita « ΔV_a» della tensione d'alimentazione. Tale messa a punto permette tra l'altro di portare facilmente in gamma la frequenza dell'ECO.

Caratteristica molta vantaggiosa e comune ad entrambi i circuiti in esame (figg. 2-a e 2-b) è la loro attitudine a fornire facilmente segnali armonici all'uscita. Infatti in essi la corrente anodica ha un angolo di circolazione alquanto piccolo perchè l'oscillatore una volta innescato si autopolarizza fortemente (tanto più quanto maggiore è la reazione) e lavora in classe C. Ne segue che la corrente anodica è costituita da una successione di stretti impulsi che, essendo l'oscillazione di griglia sensibilmente indipendente dal carico anodico, possono esser sfruttati per eccitare un circuito oscillante accordato su una frequenza multipla di quella di griglia.

Con ciò abbiamo definito il pilota e lo stadio finale, si tratta ora di collegare l'uno all'altro. Uno stadio separatore tra i due sarebbe senz'altro consigliabile, senonchè la bassa potenza occorrente per pilotare la 807 finale ed il fatto che il pilota da noi scelto ha un'uscita accoppiata solo elettronicamente all'oscillatore vero e proprio, ci spinge a farne a meno. In tal modo si ottiene una maggiore semplicità ed economia, nonchè una riduzione delle dimensioni complessive dell'impianto. Si tratta di avere un pilota in grado di fornire la potenza richiesta alla griglia dell'807. A prima vista ciò sembra facilissimo, infatti qualsiasi valvola, per quanto piccola, sarebbe in grado di fornire la potenza W_{ent}=0,1 W richiesta per la griglia della 807. Se però notiamo che per pilotare la 807 occorre una tensione RF di 7,14 e 28 Mc avente valor-massimo V_{max}=80 V, anzi per sicurezza V_{max}=100 V, e che tale tensione viene ottenuta a mezzo di moltiplicazione di frequenza, appare evidente la necessità di usare al posto di T_1 una valvola di non troppo modeste dimensioni.

Consideriamo il caso peggiore e cioè i 28 Mc e supponiamo d'avere per $C_a L_a$ una capacità di accordo complessiva di una sessantina di pF e un Q effettivo di circa 70, valore già favorevole se si tiene conto della potenza assorbita dall'807. L'impedenza dinamica di tale circuito sarà:

$$Z_{28} = \frac{Q}{\omega C_a} \simeq \frac{70 \cdot 10^{12}}{17{,}5 \cdot 10^6 \cdot 60} = 6600\ \Omega$$

e per ottenere un valor-massimo di 100 V ai capi di esso occorrerà che la corrente anodica del pilota contenga una componente a 28 Mc avente un valor-massimo $I_{28} \simeq 15$ mA.

Supposto di impiegare un cristallo di 7 Mc, la componente in parola sarà la 4ª armonica della frequenza di oscillazione. Dal calcolo risulta che la componente di 4ª armonica è massima per angoli di circolazione compresi tra 45° e 90°, quando cioè la valvola lavora in classe C con una polarizzazione tale che la corrente anodica scorre solamente per $^1/_8 \div ^1/_4$ del periodo fondamentale completo (360°). In tali condizioni ottime il valor-massimo della componente di 4ª armonica è uguale al 12-13% di detta corrente istantanea massima. La componente continua invece, cioè quella indicata da un milliamperometro c.c. inserito nel circuito anodico, è uguale al 7-15% di detta corrente istantanea massima. Poichè abbiamo bisogno di una componente di 4ª armonica di 15 mA-cresta, ci occorrerà una corrente istantanea massima di 125 mA con una corrente continua anodica compresa tra 9 e 19 mA.

Usando al posto di T_1 (fig. 1) una 6V6 con 225 V di schermo e 300 V di placca potremo ottenere la corrente istantanea massima di 125 mA solo con una tensione istantanea positiva di griglia V_{gM} = + 5 V. Con una 6V6 in tali condizioni si ha l'interdizione a V_{int} = — 26,5 V di griglia, cosicchè per avere un angolo di circolazione ϑ di 90° ci occorrerà una polarizzazione

$$-V_g = \frac{-V_{int} + V_{gM}\cos\vartheta/2}{1 - \cos\vartheta/2} = $$

$$= \frac{26{,}5 + 3{,}5}{0{,}3} \simeq 120\text{V}$$

con un'oscillazione di 105 volt di cresta sulla griglia.

La corrente di griglia scorrerà durante circa di ciclo con un valore di cresta di 2 mA, ricavato dalle curve fornite dalla RCA. La corrente c.c. di griglia sarà la media della corrente effettiva, calcolata per tutto il ciclo. Un calcolo approssimato fornisce I_{gcc} = 125 μA; di conseguenza, posto in fig. 1 R_k=0, la resistenza di scarico di griglia R_g dovrà avere 100/125=0,86 MΩ (v. Appendice II).

La corrente c.c. anodica sarà quella corrispondente a ϑ=90° e cioè 0,15×125=19 mA, circa. La reazione andrà variata, modificando il valore del condensatore catodico (o la presa su L_1 nel caso ECO), fino a che la corrente continua anodica avrà raggiunto il suddetto valore. Si noti come una valvola della potenza della 6V6 è appena sufficente per ottenere a 28 Mc i 100 V-cresta richiesti.

La potenza fornita sarà

$$W_{28} = \frac{V^2_{max}}{2 \cdot Z_{28}} = \frac{100^2}{2 \cdot 6600} \simeq 0{,}75\ \text{W}$$

La tensione oscillante di 105 V-cresta ai capi del cristallo non è esagerata, piuttosto occorre un cristallo buono perchè con un angolo di circolazione così piccolo la pendenza effettiva è molto piccola ($\simeq$ 0,5 mA/V) e con essa è piccola la reazione.

Se ora, mantenendo inalterate le condizioni di oscillazione, accordiamo il circuito anodico su 14 Mc e cioè sulla seconda armonica, troveremo per la componente di 2ª armonica un valore di cresta uguale a circa 23% della corrente istantanea massima. Ciò vale per un ϑ=90°, per ϑ minori la compo-

nente di 2ª armonica scende rapidamente (v. Append. III).

Nel caso nostro la componente di 2ª armonica della corrente anodica avrà perciò un valor-massimo $I_{14} \simeq 29$ mA cosicchè per ottenere i 100 V-cresta prefissati occorrerà a 14 Mc un'impedenza di carico

$$Z_{14} = \frac{V_{max}}{I_{14}} = \frac{100\cdot000}{29} = 3500\ \Omega$$

e cioè una capacità complessiva di accordo di

$$C_{a14} = \frac{Q}{\omega Z} = \frac{70 \cdot 10^{12}}{8{,}75 \cdot 10^6 \cdot 3500} = 230 \text{ pF}$$

in cui si è ammesso di avere un Q effettivo di 70.

Confrontando la capacità di accordo Ca a 14 Mc con quella a 28 Mc (60 pF), si nota che la prima è pressapoco quattro volte maggiore, ciò significa che si può usare la stessa bobina su entrambe le gamme. Infatti in un circuito oscillante esiste la relazione

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

se f è dimezzata e C moltiplicata per quattro, L rimane invariata.

Passiamo alla fondamentale e cioè a 7 Mc. Con un angolo di circolazione di 90° il valor-massimo della componente fondamentale presente nella corrente anodica è circa 26% della corrente istantanea massima. Nel caso nostro sarà quindi $I_7 \simeq 32{,}5$ mA-cresta e per ottenere i 100 V-cresta richiesti occorrerà un'impedenza di carico

$$Z_7 = \frac{V_{max}}{I_7} = \frac{100\cdot000}{32{,}5} = 3100\ \Omega$$

ovvero una capacità di accordo, ammesso Q=70,

$$C_{a7} = \frac{Q}{\omega Z} = \frac{70 \cdot 10^{12}}{4{,}5 \cdot 10^6 \cdot 3100} = 510 \text{ pF}$$

Questo valore è poco più del doppio del precedente e, per quanto detto poco sopra, indica la necessità di raddoppiare la induttanza.

A conclusione dei nostri laboriosi calcoli riportiamo in fig. 6 lo schema complessivo del nostro XMTR. Si noti che in esso si è fatto a meno della resistenza di polarizzazione catodica della 807 e che di conseguenza la resistenza di griglia R_g è stata portata a 30 KΩ. Usando la polarizzazione catodica occorrerebbe invece una R_g = 15 KΩ ed una resistenza in serie al catodo della 807 « R_k=300Ω—4W» shuntata da un condensatore a mica da 0,01 F ed uno elettrolitico da 25μF 50V.l. Si otterrebbe così una migliore modulazione ma occorrerebbe una tensione di alimentazione di 530 volt. (La polarizzazione catodica potrebbe esser sostituita da una polarizzazione di griglia fissa, batterie o alimentatore, di 30 volt e così la tensione di alimentazione potrebbe esser mantenuta a 500 volt).

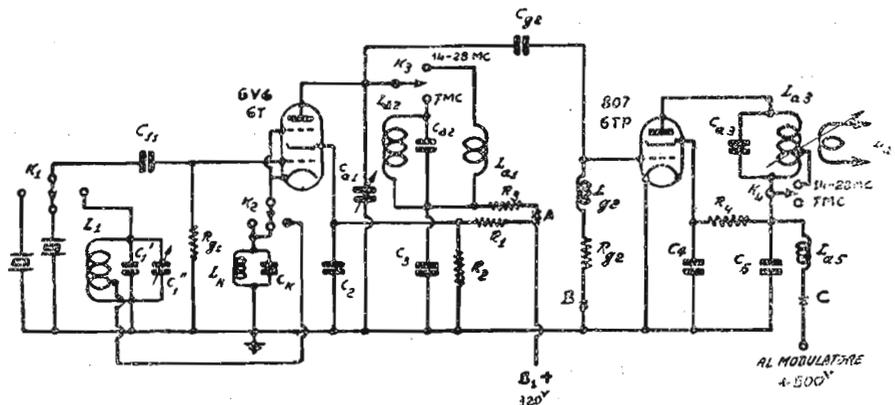



Fig. 6 - Schema complessivo del trasmettitore. Si noti che C_{a3} è un condensatore variabile. Inserendo nei punti A, B e C un milliampérometro si dovrà leggere rispettivamente, 19 mA, 2 mA e 100 mA. I valori delle parti componenti sono riportati nella tabella II.

TABELLA II

Parti componenti lo schema di fig. 6.

K_1 e K_2 = commutatore 2 vie 3 posizioni (per R F).
K_3 e K_4 = commutatore 2 vie 2 posizioni (per R F e forte corrente).
L_1 = 1,95 μH; tubo isolante Φ 12,5 mm, 19 spire di filo di rame Φ 0,6 mm, spaziate di un diametro (1,2 mm tra i centri) con una presa alla 5ª spira.
C'_1 = condensatore fisso ad aria o a mica, ma non del tipo argentato, da 180 pF.
C''_1 = verniero da 80 pF massimi.
C_{g1} = 50 pF mica.
R_{g1} = 0,8 M Ω 1 W.
L_k = impedenza per RF, a sezioni, da 1 mH.
C_k = vedi testo (circa 50 pF).
R_1 = 10000 Ω 1 W } da aggiustare, v. testo
R_2 = 25000 Ω 3 W } da aggiustare, v. testo
R_3 = 1000 Ω 1/2W.
C_2 = C_3 = 0,01 μ F mica.
C_{a1} = cond. variabile da 250 p F massimi 500 volt lavoro.
C_{a2} = condensatore fisso a mica a bassa perdita, non del tipo argentato, (meglio ad aria) da 250 pF — 500 V.l.
L_{a1} = 0,5 μH; tubo isolante Φ 20 mm, 7 spire di filo di rame Φ 1 mm spaziate per avere una lunghezza d'avvolgimento di 30 mm.
L_{a2} = 1μH; tubo isolante Φ 20 mm, 10 spire di filo di rame Φ 1 mm spaziate per avere una lunghezza d'avvolgimento di 30 mm.
L_{g2} = impedenza per RF, a sezioni, da 3 mH.
R_{g2} = 30000 Ω 1 W
C_{g2} = 50 pF mica.
R_4 = 25000 Ω 3 W
C_4 = C_5 = 0,01 μ F mica.
L_{a5} = impedenza per RF. a sezioni, 1 mH, 100 mA.
C_{a3} = condensatore variabile da 125 pF. massimi e 1000 V lavoro.
L_{a3} = 4,5 μH totale; tubo isolante Φ 37,5 mm, 16 spire di filo di rame Φ 1,2 mm spaziate per avere una lunghezza di avvolgimento di 50 mm.
L_{a4} = due spire di filo di rame Φ 1,2 mm avvolte su un diametro di 37,5 mm e spaziate come le spire di L_{a3}

Osservando la fig. 6 notiamo che il commutatore K_1, K_2 può esser un comune commutatore per RF del tipo Geloso; invece K_3, K_4 dovrebbero essere in grado di sopportare una corrente alquanto maggiore, specie l'ultimo. Tuttavia può servire anche qui un commutatore Geloso a due sezioni (8 vie — 2 posizioni), con le 4 vie di ogni sezione poste in parallelo: una serve da K_3 e l'altra da K_4. Naturalmente non ci deve esser accoppiamento elettrostatico tra le due sezioni e tra i fili che ad esse conducono, pena l'autoinnesco dello stadio finale. Perciò dette sezioni andranno montate ben distanziate assialmente in corrispondenza delle rispettive bobine, e verranno schermate tra loro a mezzo di una lastra metallica di 5-6 cm di lato. Si abbia cura che i collegamenti tra bobine e commutatori siano quanto più brevi possibile: non più di 6-7 cm. Naturalmente il cambio di gamma va fatto con la tensione anodica esclusa.

La bobina L_1 è avvolta su un tubo di materiale isolante di 12,5 mm di diametro, possibilmente di ipertrolitul o equivalente, e consiste di 19 spire di filo Φ 0,60 spaziate di 1 diametro con una presa alla 5ª spira. L'induttanza di questa bobina va regolata per tentativi, spostandone le spire, così da ottenere la frequenza di 7,2 Mc con il condensatore C_1 a metà scala. La presa andrà pure regolata per tentativi finchè si avrà nella 6V6 una corrente anodica continua di circa 19 mA. Lo stesso dicasi per il condensatore C_k il cui valore dipenderà dall'efficenza del cristallo: per cominciare si potrà partire da un C_k di 50 pF. Sarebbe anzi opportuno avere al posto di C_k un buon condensatore a verniero.

Mentre la bobina L_1 va racchiusa in uno schermo da MF di 35 mm di lato, le bobine anodiche L_{a1} e L_{a2} vanno montate senza schermo, una in fianco all'altra, sotto lo chassis. Esse sono avvolte su due tubetti Φ 20 mm con una lunghezza di avvolgimento uguale per tutt'e due e precisamente 30 mm L_{a1} ha 7 spire opportunamente spaziate di filo Φ 1 mm smaltato e L_{a2} ha 10 spire dello stesso filo. Con tali valori si deve ottenere l'accordo sui 28,8 Mc con il condensatore C_{a} quasi completamente aperto e l'accordo sui 14,4 Mc e sui 7,2 Mc con il condensatore C_{a} quasi del tutto chiuso.

Il circuito oscillante anodico del finale ha un condensatore variabile C_{a3} di 125 pF massimi e si otterrà l'accordo su 7,2 Mc col condensatore quasi tutto chiuso. L'accordo su 14,4 e 28,8 Mc si avrà rispettivamente a me-

tà ed in principio del quadrante, e cioè per una capacità effettiva di 88 e 22 pF (comprese le residue). La bobina L_{a3} è avvolta su un supporto di ceramica di 37,5 mm. di diametro con filo argentato di 1,5 mm. e ha 16 spire con una presa alla 7ª spira. L'avvolgimento va spaziato in modo d'avere una lunghezza totale di 50 mm.

Il valore della capacità anodica è stato determinato nella seguente maniera. Supposto che il valor-massimo della tensione oscillante ai capi di $C_{a3}L_{a3}$ sia, come di consueto, 0,8 volte la tensione continua, cioè 400 V, e supposto che la potenza fornita dalla 807 sia $W_{usc} = 27$, si ottiene per l'impendenza di carico anodico il valore

$$Z_{a3} = \frac{V^2_{amax}}{2 \cdot W_{usc}} = \frac{160'000}{54} \simeq 3000\ \Omega$$

Se si ammette un Q effettivo a carico di 15, valore consigliato dalla pratica onde avere una sufficente attenuazione dei segnali armonici, si ottiene a 7,2 Mc

$$C_{a3} = \frac{Q}{\omega Z} = \frac{15}{45 \cdot 10^6 \cdot 3000} = 110\ \text{pF}$$

da cui il valore di L_{a3}. Per le gamme più corte, si è scelto un valore di compromesso per non dover variare l'induttanza, cosicchè a 14,4 Mc il Q risulterà superiore a 15 ed a 28,8 Mc inferiore.

Il circuito oscillante dello stadio finale verrà montato sopra lo chassis conseguendo una notevole comodità di collegamenti ed uno schermaggio tra i circuiti d'entrata e d'uscita della 807 sufficente per render inutile la neutralizzazione: a tale scopo è pure conveniente schermare con un corto bussolotto d'alluminio la parte inferiore della 807 stessa. S'intende che lo chassis è di metallo, possibilmente di alluminio.

La bobina L_{a4} consiste di 2 spire Φ 37,5 mm in aria, montate dal lato « caldo » (cioè dal lato collegato all'angolo) di L_{a3} e in maniera che sia possibile variarne l'accoppiamento con quest'ultima. Uno schermo elettrostatico costituito da una rada rete di fili di rame posta tra L_{a3} e L_{a4} è quanto mai consigliabile.

Nel nostro schema si presuppone che la antenna faccia capo al suo proprio circuito d'accordo e che quest'ultimo sia collegato alla bobina L_{a4} a mezzo di una linea « link ». L'accoppiamento tra L_{a4} e L_{a3} va regolato in maniera di ottenere il prescritto carico anodico per la 807 (3000Ω). Faremo un breve cenno sulla via da seguire per ottenere tale risultato, cioè sulla maniera di regolare l'accoppiamento d'antenna, problema che è spesso fonte di preoccupazione per molti OM. La cosa migliore per risolverlo facilmente è quella di costruirsi un voltmetro di cresta con una 6X5 o una 1 V o corrispondenti. La fig. 7 ne riporta lo schema.

Tale voltmetro ha la portata di 500 volt-cresta in fondo scala e la taratura c.c. dello strumento corrisponde anche per la c. a. Le resistenze sono 4 in serie e di wattaggio esagerato per permetter loro di sopportare agevolmente la d.d.p. applicata, senza che

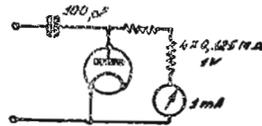



Fig. 7 - Voltmetro a diodo per valore di cresta: molto conveniente per la messa a punto dell'accoppiamento di antenna.

si formino archi tra un punto e l'altro delle resistenze. Ed ecco il procedimento per la messa a punto dell'accoppiamento d'antenna. Col voltmetro a valvola posto in parallelo al circuito oscillante $C_{a3}L_{a3}$ si accorda quest'ultimo in modo da avere la massima indicazione, si accoppia quindi l'aereo (accordando pure esso) fino a che la tensione indicata è circa 0,8 volte quella continua applicata all'anodo, cioè nel caso nostro 400 V. Si noti che ogni qualvolta si cambia l'accoppiamento occorre controllare la sintonia del finale e quella dell'accordo d'antenna. Eseguita tale messa a punto il voltmetro può esser tolto, naturalmente in tal caso sarà necessario riaccordare lo stadio finale senza modificare l'accoppiamento e la sintonia di aereo.

Un simile voltmetro di cresta è comodo pure per controllare la tensione di pilotaggio della 807, che deve esser compresa tra 70 e 90 volt. Questa può esser variata, variando il grado di reazione della 6V6 oppure modificando il valore di L_{a1} e L_{a2}.

Un amplificatore con due 6L6 in classe AB_1 (G27 o equivalente) modulerà agevolmente al 100% il nostro trasmettitore.

Il trasformatore di modulazione dovrà avere un rapporto totale primario-secondario uguale a 1:1. Anche un doppio push-pull di 6N7 in classe B (20 W) con trasformatore 1:1,15 è consigliabile. Si noterà che i rapporti sono tali da trasferire alle valvole finali del modulatore impedenze di carico inferiori a quelle normalmente prescritte. Questo artificio è consigliabile ogni qualvolta si usino amplificatori classi AB o B con modulazione di parola: esso permette di ottenere agevolmente una profondità di modulazione del 100% anche con potenze minori di quelle teoricamente occorrenti. La ragione di tale fatto va ricercata nella particolare forma d'onda d'un segnale di parola che contiene punte elevate e strette.

Ricorderemo l'opportunità di schermare completamente il modulatore e di fugare a massa la RF all'entrata nella prima valvola del medesimo. Se non si prende questa precauzione può avvenire che il primo stadio del modulatore capti dall'XMTR un segnale RF così forte da rivelarlo per curvatura di caratteristica, con conseguente reazione positivao negativa a seconda della fase della BF rivelata. Questa è la ragione di molti fischiettini più o meno potenti reperibili sulle portanti degli OM meno smaliziati.

In un prossimo articolo riprenderemo in esame il problema trattato e proporremo altre soluzioni, come quella di usare la 807 finale come duplicatrice sui 28 Mc. Abbiamo infatti visto, progettando il pilota, che la componente fondamentale e quella di 2ª armonica della corrente anodica di un classe C differiscono di poco tra loro: ne segue che il rendimento come duplicatore è di poco inferiore al rendimento come amplificatore semplice. Tale soluzione ci permette di usare un quarzo di 3,6 Mc e di coprire così anche la gamma degli 80 m: oppure, rinunciando a questa, di far lavorare il quarzo a 7 Mc con una reazione meno spinta e la 6V6 con angoli di circolazione maggiori. Altra variante interessante che prenderemo in considerazione prossimamente è quella di un oscillatore a 3,6 Mc seguito da una catena di duplicatori in cascata; la griglia della 807 finale viene commutata sui vari duplicatori in maniera da coprire le varie gamme.

APPENDICE I

Il calcolo esatto del circuito di fig. 2-a, è il seguente: riferendoci alla fig. 3, abbiamo:

$$I = S \cdot e \qquad V_k = \frac{S \cdot e}{j\,\omega\,C_k}$$

in cui S è la pendenza effettiva del tubo alle condizioni di lavoro (molto minore di quella in classe A, dato il piccolo angolo di circolazione).

Assommando « V_k » e « e » otteniamo « V_i »

$$V_i = e\left(1 + \frac{S}{j\,\omega\,C_k}\right)$$

La corrente nella capacità griglia-catodo C_{gk} sarà

$$I_g = e\,j\,\omega\,C_{gk}$$

L'impedenza interna di griglia è data dal rapporto tra le due suddette e cioè:

$$Z_{ig} = \frac{V_i}{I_g} = \frac{-j}{\omega\,C_{gk}} - \frac{S}{\omega^2\,C_k\,C_{gk}}$$

Z_{ig} è evidentemente costituita da una capacità e da una resistenza negativa poste in serie. Il circuito equivalente formato da una capacità e da una resistenza negativa in parallelo avrà una capacità

$$C_{ig} = -j\,\frac{1 + S^2/\omega^2\,C_k^2}{\omega\,C_{gk}}$$

ed una resistenza

$$R_{ig} = -\frac{1 + S^2/\omega^2\,C_k^2}{S\,C_{gk}/C_k}$$

APPENDICE II

Il calcolo della corrente c.c. di griglia è stato fatto supponendo, in prima approssimazione, che il breve guizzo di corrente abbia un andamento pressochè sinoidale di periodo molto piccolo. In tal caso a un valore di cresta di 2 mA corrisponde un valore medio per la durata del guizzo stesso di 0,636 × 2 = 1,27 mA. Il valore medio durante l'intero periodo, che non è altro che la corrente c.c., si ottiene immedia-

tamente moltiplicando 1,27 mA per la frazione di ciclo per cui dura il guizzo, ovvero moltiplicandolo per $\theta_g/360$. In quest'ultima θ_g è l'angolo di circolazione della corrente di griglia ed è fornito dalla formula

$$\cos \theta_g/2 = \frac{-V_g}{-V_g + V_{gM}}$$

che nel nostro caso ($-V_p = 100$. $V_{gM} = 5$) fornisce $\theta_g = 35°$.

APPENDICE III

Una delle ragioni per cui abbiamo scelto il massimo angolo di circolazione tra tutti quelli convenienti per la quadruplicazione, e cioè 90°, è che in tali condizioni è possibile far lavorare il pilota anche come duplicatore, laddove con angoli di circolazione inferiori la componente di 2ª armonica sarebbe troppo piccola. Un'altra ragione va ricercata nella convenienza di limitare la tensione oscillante esistente ai capi del cristallo, che in circuiti come il nostro è tanto maggiore quanto minore è l'angolo di circolazione. E' bene notare che è opportuno mantenere la tensione RF ai capi del cristallo entro limiti modesti, dell'ordine del centinaio di volt. In caso contrario il cristallo si riscalderebbe durante il funzionamento e si avrebbe una deriva della frequenza di risonanza, senza contare che un'eccessiva ampiezza di vibrazione potrebbe provocare la rottura del cristallo stesso. Si ricordi che nei circuiti autopolarizzati per scarico di griglia, una corrente anodica piccola indica in generale un piccolo angolo di circolazione e quindi forti oscillazioni del cristallo. Si noti altresì che nel circuito di fig. 1 la reazione è tanto maggiore quanto minore è C_k e che la reazione può risultare aumentata quando il circuito oscillante anodico $C_a L_a$ viene accordato sulla fondamentale e la capacità griglia-anodo di T_1 non è sufficentemente piccola. E' perciò preferibile usare per T_1 valvole con la griglia o la placca in testa come la 89, la 6T e la EL1, appunto perchè in esse la capacità griglia-anodo è minore che nelle altre.

D A L L E S E Z I O N I

ROMA. — La Sezione Romana della ARI ha ripresa la sua attività sin dalla liberazione di Roma. Nelle recenti elezioni sono stati eletti a Presidente il direttor Carlo Polli; a Delegato il ragionier Mario Berardi. A Consiglieri sono stati eletti i signori: ing. W. A. V. Wilson, dr. L. Castaldi, avv. F. Faostini, ing. G. Marini. A Segretario il dr. Umberto Bani; a Legale il dr. Luigi Coco.

FIRENZE. — Il 27 settembre 1945 si sono riuniti 15 soci della ARI i quali hanno decisa la costituzione della Sezione Fiorentina della ARI. A Presidente della Sezione è stato eletto il dr. ing. Pier Luigi Bargellini; a Segretario il dr. Silvio Del Rocca.

TRIESTE — Il 10 dicembre 1945 si sono riuniti 21 soci della ARI i quali hanno decisa la costituzione di una Sezione Triestina della ARI. A Presidente della Sezione è stato eletto il sig. Walter Horn.

MILANO. — Il 19 dicembre 1945 si sono riuniti all'Hotel Continental circa 50 soci i quali hanno decisa la costituzione della Sezione Milanese della ARI. Sono stati eletti: a Presidente il sig. V. E. Motto; a Vice-Presidenti i sigg. Giuseppe Fontana e Mario Tagliabue; a Segretario il sig. Franco Simonini.

PIACENZA. — Il 12 gennaio 1946 si sono riuniti 19 soci della ARI i quali hanno decisa la costituzione della Sezione Piacentina della ARI. Sono stati eletti: a Presidente il rag. Ugo Niti; a Segretario il geom. Aldo Cattadori.

TRENTO. — Il giorno 13 gennaio 20 soci hanno decisa la costituzione della Sezione Trentina della ARI. Sono stati eletti: a Presidente il sig. Elvezio Fojà. a Segretario il dr. Silvio De Varda; a Cassiere il sig. Enrico Garbari.

BOLZANO. — Il giorno 15 gennaio 19 soci hanno decisa la costituzione della Sezione Bolzanese della ARI. Sono stati eletti: a Presidente il sig. Giuseppe Bruni; a Segretario il sig. Cesare Ravanelli.

SEZIONI DELLA AEI

Esistono Sezioni della AEI a: Pescara, Bologna, Catania, Firenze, Genova, Livorno, Milano, Napoli, Palermo, Bari, Roma, Cagliari, Torino, Trento, Trieste, Venezia, Padova.

NOMINATIVI DI TRASMISSIONE

Come è stato detto nella circolare inviata ai vecchi Soci, è necessario che ciascuno dia comunicazione alla Segreteria, entro il giorno 15 febbraio, del nominativo già avuto dalla ARI. Ciò allo scopo di ricostituire il vecchio elenco che è stato distrutto per evitare che potesse cadere in mano dei Tedeschi. Dopo il 15 febbraio i nominativi non denunciati diverranno vacanti.

Sino a che l'elenco non sarà stato ricostituito non sarà possibile procedere alla assegnazione di nuovi nominativi. Si rammenta poi che la nuova regolamentazione comporterà quasi certamente l'assegnazione dei nominativi secondo un nuovo sistema.

— Il dr. Filippa (Alessandria) trasmette ogni giorno su 56 mc esatti dalle 11,30 alle 11,45, dalle 18 alle 18,15 e dalle 21 alle 21,30 con nominativo i1MAS (potenza circa 100 watt).

FOGLI PER LIBRI DI STAZIONE

Sono in vendita fogli di 23 per 30 cm per libri di stazione al prezzo di Lire 2 al foglio.

— Il socio Gerardo Gerardi delegato della ARI per a provincia di Palermo, ha organizzato un servizio di ascolto sui 5 metri. Maggiori particolari al prossimo numero.

Notizie dalla I. A. R. U.

(Dicembre 1945)

ARGENTINA - Attività permessa su tutte le gamme RD.
AUSTRALIA - Le licenze non sono state ripristinate.
BELGIO - Le licenze non sono state ripristinate.
BRASILE - Attività permessa su tutte le gamme RD.
CANADA' - Attività permessa sulle gamme superiori a 28 mc.
CECOSLOVACCHIA - Le licenze non sono state ripristinate.
DANIMARCA - Le licenze non sono state ripristinate.
IRLANDA - Le licenze non sono state ripristinate.
FINLANDIA - Le licenze non sono state ripristinate.
FRANCIA - Le licenze non sono state ripristinate.
GERMANIA - Divieto.
GRAN BRETAGNA - Si stanno ripristinando le licenze su 28 mc e oltre.
UNGHERIA - ?
GIAPPONE - Divieto.
MESSICO - Attività permessa su tutte le gamme.
PAESI BASSI - Le licenze non sono state ripristinate.
TERRANUOVA - Attività permessa su tutte le gamme.
NUOVA ZELANDA - Si attende il ripristino delle licenze.
NORVEGIA - Le licenze non sono state ripristinate.
POLONIA - ?
PORTOGALLO - ?
RUMANIA - ?
SUD AFRICA - Le licenze non sono state ripristinate.
SPAGNA - ?
SVEZIA - Le licenze non sono state ripristinate.
SVIZZERA - Attività permessa su tutte le gamme.
STATI UNITI - E' autorizzato il radiantismo su 28 mc e oltre.
URUGUAY - ?
VENEZUELA - ?

Alla prossima conferenza mondiale della Radio la Commissione Americana chiederà che al radiantismo vengano mantenute le vecchie gamme superiori ai 3500 kc. Si chiederà l'assegnazione di una nuova gamma 21000-21500 kc.

*

SERVIZIO QSL

Il servizio QSL verrà disimpegnato dalla Segreteria della ARI col concorso del socio ing. Scandola, non appena sarà stato ricostituito l'elenco dei nominativi. L'abbonamento annuo al servizio QSL ammonta a L. 100.

Con rammarico si comunica il decesso del Vice-Presidente della I.A.R.U., Charles E. Blalack, w6GG.

Direttore responsabile: Ing. E. MONTU'
UNIONE TIPOGRAFICA - Milano - Via Pace, 19